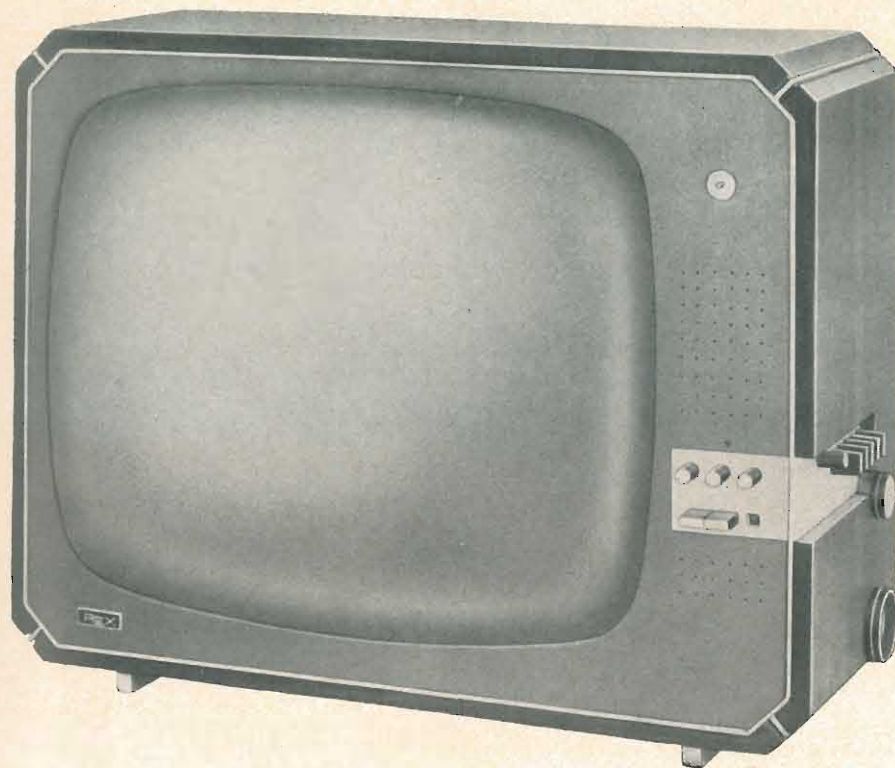
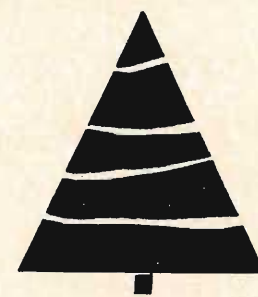
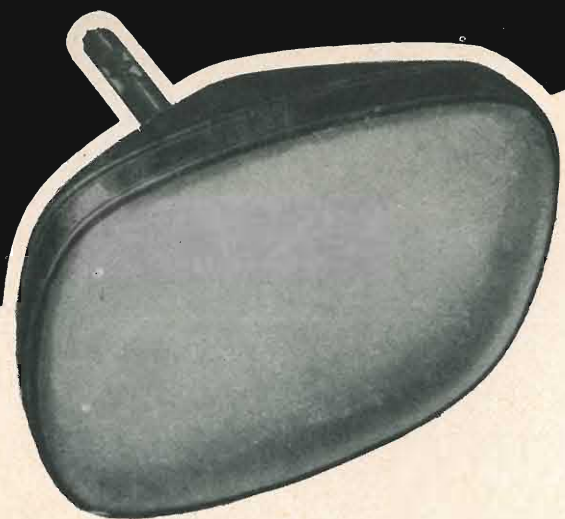
NUMERO
12
LIRE 350

l'abbonamento a l'antenna
per il 1962
risulta davvero conveniente!
la rivista infatti,
in occasione del suo 34° anno di vita,
aumenterà considerevolmente
il numero delle pagine
lasciando inalterato
il prezzo di copertina
e l'importo dell'abbonamento.
ciò è dovuto all'inclusione
di un'ampia sezione
riguardante l'alta fedeltà
e l'elettroacustica.
effettuate subito
l'abbonamento a l'antenna!
vi verrà spedita in omaggio,
l'elegante cartella raccoglitrice
dei dodici numeri annuali.

A PREZZI ECCEZIONALI

CINESCOPI ORIGINALI AMERICAN U.S.A.

Tipi	17BJP4	(90° cc)
"	21ALP4	(90°)
"	21CEP4	(110°)

APPROFITTATE!!

GRANDE ASSORTIMENTO

VALVOLE G.E. AMERICAN U.S.A.

SINTONIZZATORI CONVERTITORI

N.S.F.

ORIGINALI TEDESCHI

•

Disponibilità immediata

•

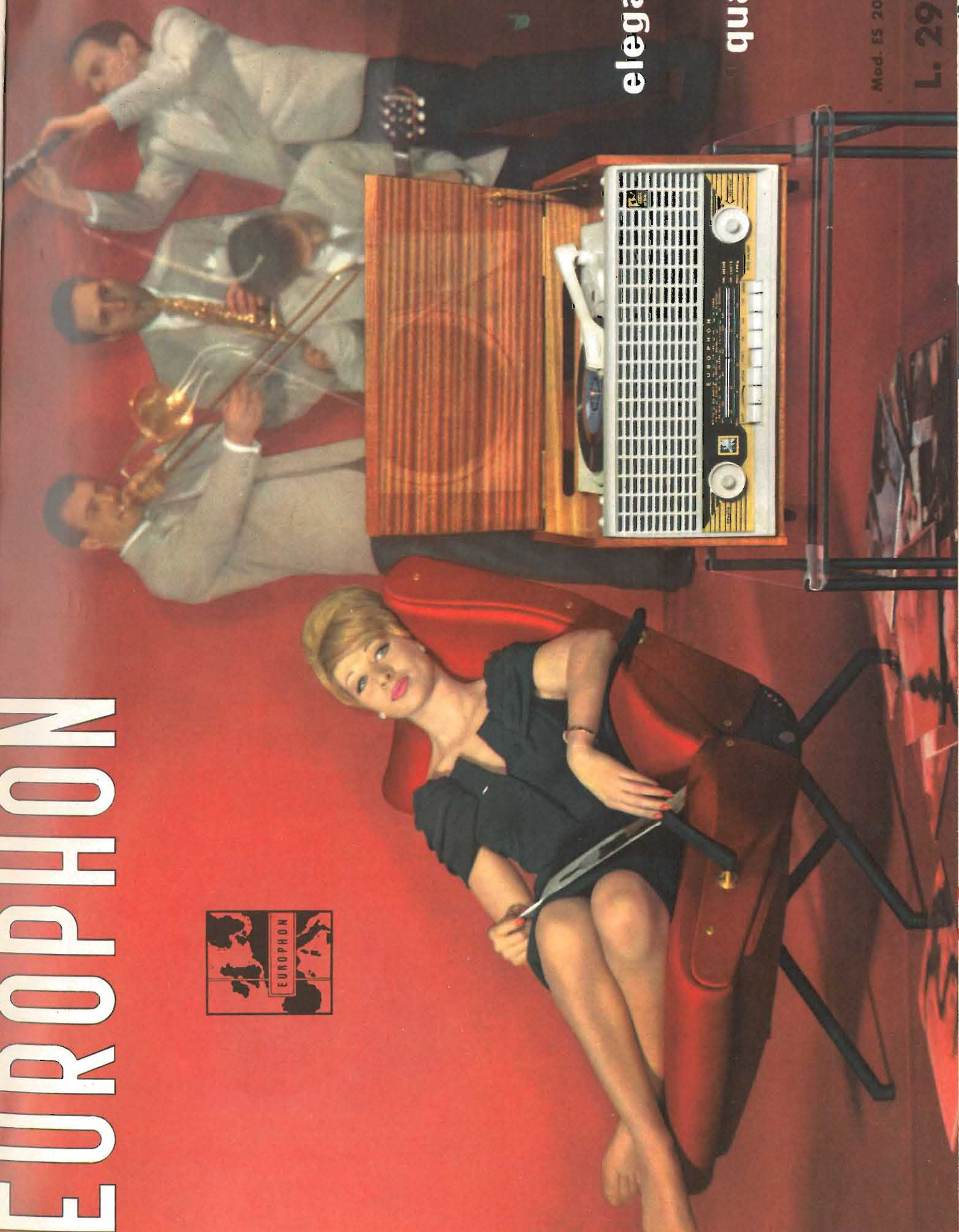
A prezzi di assoluta concorrenza

F. GALBIATI

MILANO - VIA LAZZARETTO 17 - TELEFONO 664147 - 652097

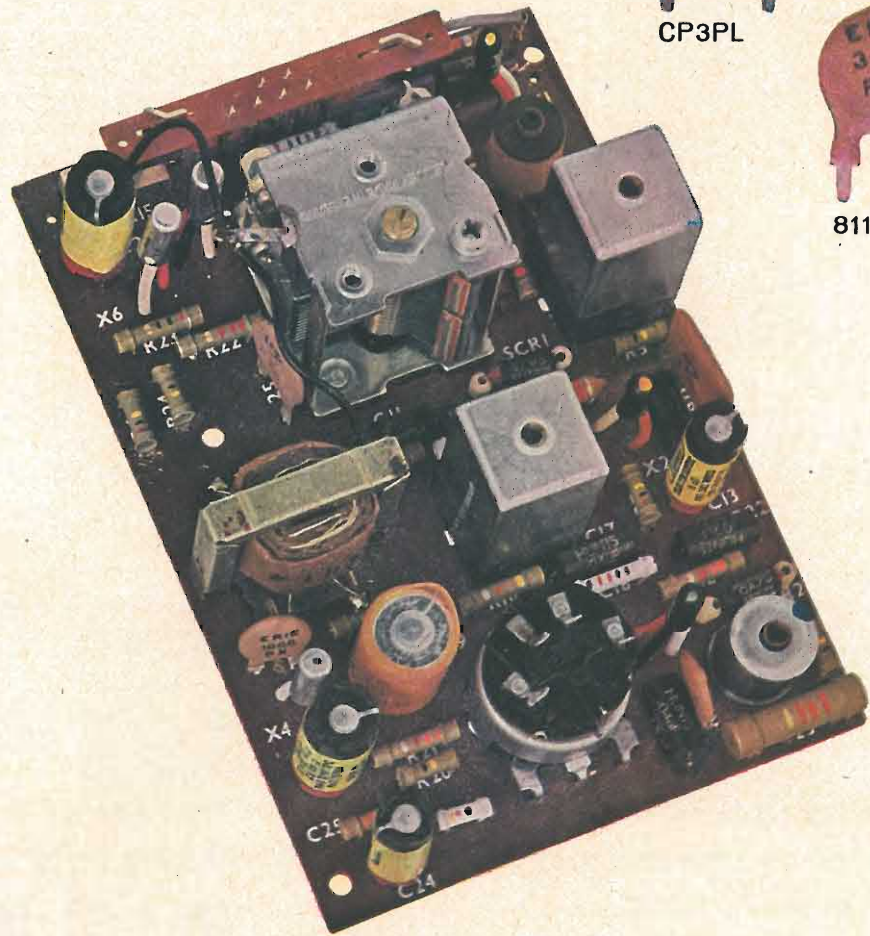
DISTRIBUTORE

TUBI CATODICI GENERAL ELECTRIC - AMERICAN U. S. A.

EUROPHON

eleganza

qualità

Mod. ES 200

L. 29.500

Ricevitore ES 60: 6 valvole - OM-OC-OL-FM-Fono - Ricezione della filodiffusione - Circuiti stampati - Comandi a tastiera - Regolazione multipla dei toni - Altoparlante mm. 100 - Potenza di uscita 3,5 W. - Antenna in ferrite - Mobile in materiale plastico termoindurente - Dimensioni: 31,5 x 19 x 14,5 - Peso. Kg. 3.

Lit. 17.000

Ricevitore ES 200: 6 valvole - OM-OC-OL-FM-Fono - Ricezione della filodiffusione - Giradischi a 4 velocità - Circuiti stampati - Comandi a tastiera - Regolazione multipla dei toni - 2 Altoparlanti ellittici mm. 100 - Potenza di uscita 3,5 W. - Mobile in legno trattato con « poliestere » - Dimensioni 41 x 32,5 x 23 - Peso Kg. 7,300.

Lit. 29.500

Ricevitore ES 61: 6 valvole - OM-OC-OL-FM-Fono - Ricezione della filodiffusione - Circuiti stampati - Comandi a tastiera - Regolazione multipla dei toni - Altoparlante ellittico mm. 125 - Potenza di uscita 3,5 W. - Mobile in legno trattato con « poliestere » Dimensioni: 41 x 19 x 22,5 - Peso: Kg. 3.800.

Lit. 19.000

Televisore 23" - Mod. « Gran Gala »: cinescopio alluminato 110° - Grande sensibilità anche in zone marginali - Antenna interna - Suono in HI-FI - Pronto per il 2° programma (UHF) - Comandi frontali - Mobile in legno pregiato trattato con « poliestere » - Dimensioni: 66,5 x 29 x 47 - Completo di stabilizzatore.

Lit. 142.000

Transistor TR 61: « personal » - 6 transistor + 1 diodo - OM - Circuiti stampati - Altoparlante mm. 50 - Potenza di uscita 100 mW. - Alimentazione a 6 Volts con 4 pile da 1,5 cad. - Autonomia 100 h. - Mobile in « polistirolo » con indovinate combinazioni di colori - Custodia in pelle - Auricolare - Presa per antenna supplementare - Dimensioni: 11,7 x 7 x 2,6 - Peso: Kg. 0,240.

Lit. 13.000

Transistor SB 62: « tascabile » - 7 transistor + 2 diodi - circuiti stampati - Altoparlante mm. 70 - Potenza di uscita 200 mW. Batteria di alimentazione a 6 Volts - Autonomia 120 h. - Mobile in « polistirolo » bicolore - Elegante custodia - Dimensioni: 15 x 3 x 11,5 - Peso: Kg. 0,535.

Lit. 16.000

Transistor SB 60: portatile - OM - 7 transistor + 2 diodi - Circuiti stampati - Altoparlante mm. 100 - Potenza di uscita 350 mW. Alimentazione a 9 Volts con 2 pile da 4,5 V. cadauna - Autonomia 500 h. - Mobile in « polistirolo » - Elegante custodia - Dimensioni: 22 x 6,5 x 15 - Peso: Kg. 1,250

Lit. 18.000

Gamma d'onda, con commutazione a tasto, in OM-OC oppure OM-OL - Antenna a stilo.

Lit. 22.000

Ricevitore RC 59: 5 valvole - OM-OC-Fono - Altoparlante mm. 100 - Potenza d'uscita 2,5 W. - Mobile in materiale plastico termoindurente. Gamma di sette colori - Dimensioni: 27 x 14 x 15,5 - Peso: Kg. 2,300.

Lit. 9.800

Radiofonografo portatile AR 59: 5 valvole - OM-OC - Giradischi 4 velocità - Comandi a tastiera - Cambio tensione universale - Mobile in legno con elegante rivestimento - Dimensioni: 38 x 40 x 17,5 - Peso Kg. 6,200.

Lit. 22.000

Fonovaligia amplificata AM 61: 3 valvole - Giradischi a 4 velocità - Regolazione toni a tastiera - Potenza di uscita 2,5 W. - Cambio tensione universale - Mobile in legno con elegante rivestimento - Dimensioni: 33 x 38 x 14,5 - Peso: Kg. 5,050.

Lit. 17.000

Giradischi CZ 70: a 4 velocità - Testina ad alta sensibilità - Cambio tensione universale - Dimensioni: 32,5 x 27 x 15,5 - Peso Kg. 3,400

Lit. 10.000

— **CZ 70/s**: come sopra ma con testina stereofonica.

Lit. 11.500

Complesso CF 59: a 4 velocità - Testina ad alta sensibilità - Cambio tensione universale - Dimensioni: 30,5 x 22,5 x 12,5 - Peso: Kg. 2,000.

Lit. 7.500

— **CF 59/s**: come sopra ma con testina stereofonica.

Lit. 9.000

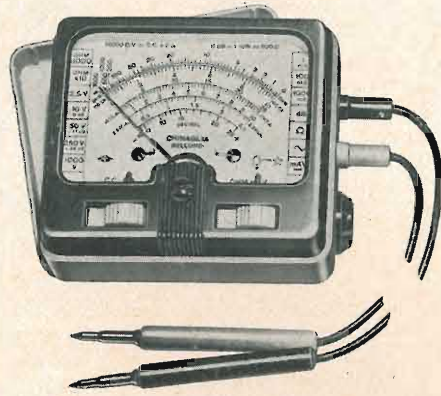
Elettrocostruzioni CHINAGLIA

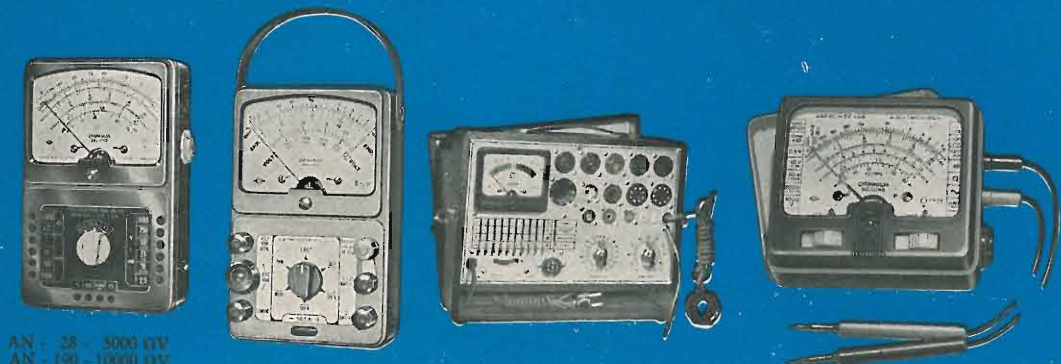
BELLUNO - Via Col di Lana, 36/A - Telefono 41.02
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14/A - Tel. 833.371

NUOVA PRODUZIONE

ANALIZZATORE AN - 248
Nuovo Modello 20.000 Ω V
cc. ca.
con dispositivo di protezione

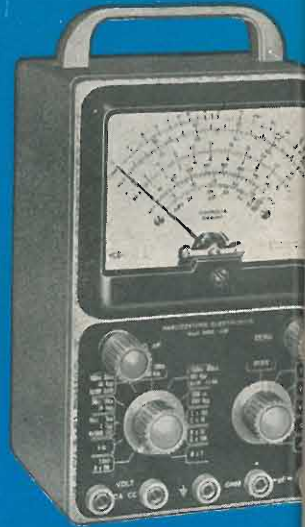
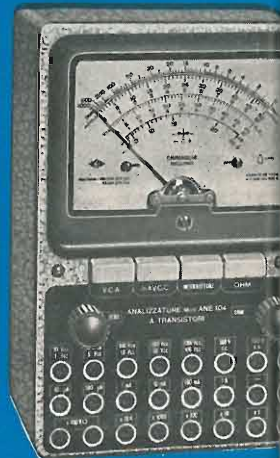
- Scala a specchio
- Portate amperometriche in ca.
- Dispositivo di protezione contro sovraccarichi per errate inserzioni

MICROTESTER 310
Nuovo Modello 10.000 Ω V
cc. ca.

PROVA TRANSISTORI - Mod. 650

PROVA PILE
Mod. AP-4

AN - 28 - 5000 ΩV
AN - 190 - 10000 ΩV
AN - 138 - 20000 ΩV

Elettrotester VA-32

Provavalvole Mod. 560

Microtester 240 - 5000 Ohm V

ANALIZZATORE ELETTRONICO Mod. ANE - 106

ANAILZZATORE A TRANSISTORI Mod. ANE - 104

OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE

ATES ADVERTISING n. 16

RUFFOLO

Marchio registrato - Trademark registered

TUTTI SODDISFATTI...

IL NOME PIÙ QUOTATO IN ELETTRONICA

Il televisore di famiglia, che si era guastato, è stato riparato

Pierina è soddisfatta perchè rivedrà Carosello

La mamma è soddisfatta perchè rivedrà la commedia

Il papà è soddisfatto perchè rivedrà il Telegiornale

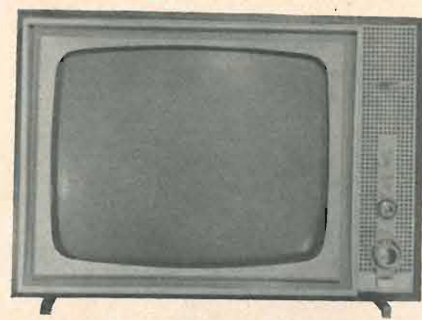
Il radiotecnico è soddisfatto perchè ha fatto un buon lavoro...

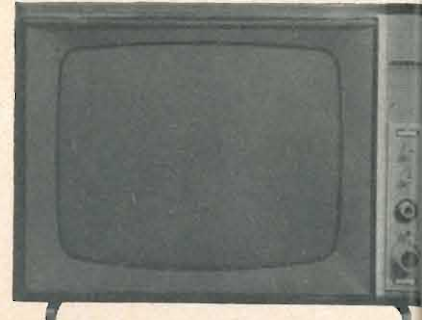
... egli ha sostituito infatti un tubo elettronico difettoso con un RCA. Sa di avere acquistato la fiducia di un Cliente, perchè il tubo da lui impiegato offre le migliori garanzie

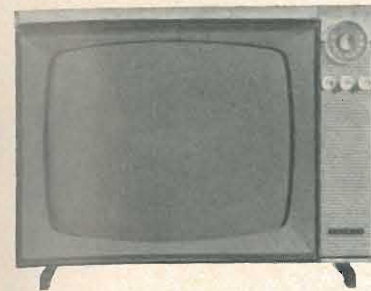
Richiedete presso il Vostro grossista o il Vostro negozio di fiducia i tubi RCA, costruiti e collaudati anche in base alle esigenze del servizio Radio-TV, secondo un programma inteso al continuo miglioramento della qualità.

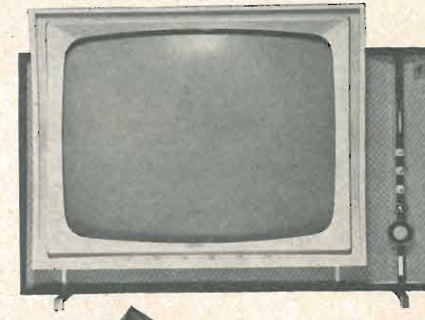
AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.

MERCURY T. 314

Televisore di classe europea con schermo da 23" e alimentazione a 220 V. N. 23 valvole compresi diodi e cinescopio. Mobile di gran lusso in rigatino di noce trattato al poliestere L. 210.000

LINEAR T. 303

Classico apparecchio da 23" con alimentazione universale da 125 a 240 V. Cinescopio a perimetro rettangolare con " bonded-shield ,,. N. 24 valvole compresi diodi e cinescopio Altoparlante ed ogni organo di manovra sistemato frontalmente L. 229.000

SUPERLINEAR T. 31

Eccezionale 2 con speciale " black-screen completo di comando a distanza a f per cambiare programm accendere e spegne e regolare il volum N. 24 valvole compresi diodi e cinescopi Mobile di gran lus e dalla linea modernissima L. 258.0

COMPACT T. 319

Il 19" di gran classe con il nuovo rivoluzionario chassis a corona. N. 23 valvole compresi diodi e cinescopio. Tensione di alimentazione di 220 V. La linea estetica di questo apparecchio è conseguita con l'impiego di nuovi materiali e con l'impostazione razionale della progettazione. Disponibile nelle seguenti tre versioni: 319-T in legno di teck L. 189.000; 319-N in rigatino di noce trattato al poliestere L. 185.000; 319-P rivestito in pelle colori grigio, azzurro e nero L. 179.000

FUTURIST T. 301 - GRAN GALA T. 302

Televisori da 23" superautomatici con comando a distanza senza fili per cambiare programma, accendere e spegnere, regolare il volume dosare il contrasto.

I due apparecchi costituiscono versione estetica diversa, ma hanno struttura tecnica identica. Cinescopio da 23" con " bonded-shield ,,. N. 28 valvole compresi diodi e cinescopio. Commutazione rotante automatica dei canali, sia per comando locale che per comando a distanza.

Il modello Futurist, sempre completo di comando a distanza Spatial Control SC. 88 ha il prezzo di L. 315.000

Il modello Gran Gala può essere fornito senza Spatial Control al prezzo di L. 269.000 e completo di Spatial Control con un supplemento di L. 43.000

CON VOXSON

PIÙ SCELTA
PIÙ NOVITÀ
PIÙ AFFARI

VANGUARD MOD. 736

L'apparecchio rivoluzionario senza ingombro, senza antenna esterna, senza apprezzabile consumo di corrente. Sostituisce lo specchio retrovisore di cui assume anche le funzioni. Si applica a qualsiasi vettura, senza fori nella carrozzeria. Ha conseguito il premio Hess Bros 1960 negli Stati Uniti.
Mod. 736 per 12 V: 5 transistors + 2 diodi al germanio. L. 38.000
Mod. 737 per 6 e 12 V: 6 transistors + 2 diodi al germanio. L. 41.000

AUTOTRANS 801

L'autoradio classica con sintonia a pulsanti realizzata per la prima volta interamente a transistors. Grande potenza sonora ed eccezionale sicurezza di esercizio. Personalizzazioni per l'applicazione a qualsiasi tipo di vettura, sia italiana che estera. Circuito stampato a 5 transistors più 4 diodi al germanio. L. 49.000

EXPLORER 811

La più completa e moderna autoradio realizzata interamente a transistors e dotata non solo di sintonia a pulsanti ma anche di ricerca elettronica delle stazioni. Si può comandare a distanza con un pulsante oppure con un piccolo pedale. Nella versione 811.P eroga una straordinaria potenza sonora, grazie al push-pull finale.
Mod. 811: Circuito stampato a 7 transistors + 6 diodi al germanio. L. 66.500
Mod. 811P: Circuito stampato a 9 transistors + 6 diodi al germanio. L. 72.000

SYMPHONY MOD. 753

Il nuovo eccezionale " cordless,, lanciato dalla VOXSON per l'impiego nella casa moderna. Grande sensibilità. L'ascolto dei programmi musicali è perfetto e l'apparecchio può essere usato in qualunque ambiente o trasportato all'aperto perchè non richiede alcun filo di collegamento. Grande autonomia con pile a bassissimo prezzo. Circuito stampato a 6 transistors più 3 diodi al germanio. L. 46.800

SPORTSMAN 60 MOD. 728

Il portatile di gran classe per l'uomo sportivo. Grande sensibilità ed eccezionale musicalità. Il mobile è in pelle naturale con finiture di gran lusso. Circuito stampato a 6 transistors più un diodo al germanio. L. 33.000

ZEPHYR 3° MOD. 752

L'apparecchio tascabile di grande successo che si può definire l'autoradio che si porta in tasca. Si applica con il supporto S.745 al cruscotto della vettura e può funzionare anche in casa alimentato dalla corrente alternata mediante speciale basamento alimentatore A.745. Circuito stampato a 6 transistors più due diodi al germanio. L. 29.900

MAGIC MOD. 75

Ricevitore tascabi con drift-transistor Eccezional musicalità e potenz Circuito stampa a 5 transisto più 2 diodi al germani L. 24.8

MONTIVEL

film di tereftalato di polietilenglicole

Il MONTIVEL è un film poliestere di produzione Montecatini, particolarmente indicato, per la sua eccezionale versatilità, agli usi elettrici più svariati e tecnicamente più esigenti.

Ha eccellenti proprietà meccaniche; presenta una elevatissima resistenza all'isolamento e all'invecchiamento; ha una rigidità dielettrica più elevata di qualsiasi altro materiale isolante flessibile; il suo campo di applicabilità varia da - 60 °C a + 150 °C.

L'inalterabilità del MONTIVEL e la sua ottima lavorabilità ne estendono l'impiego ad un gran numero di settori tecnologici:

- Avvolgimento di cavi telefonici e di cavi per energia
- Avvolgimento di fili e di piccoli conduttori
- Preparazione di condensatori fissi per radio, televisione, elettronica e telefonia
- Preparazione di isolanti accoppiati per isolamenti di cava e nastrature speciali
- Isolamento di motori, trasformatori e relais
- Preparazione di nastri adesivi isolanti
- Preparazione di nastri magnetici

MONTECATINI

Direzione dei Servizi Vendite Resine, Vernici e Diversi Milano Largo Guido Donegani 1/2 tel. 63.33/4

STANDARD COIL (U.S.A.)

LA CASA COSTRUTTRICE DEI SELETTORI PIÙ ESPERTA NEL MONDO CHE HA INVENTATO IL TUNER A CIRCUITO **"CASCODE"** E NE DETIENE I SUOI FONDAMENTALI BREVETTI

DICHIARA CHE

IL TUNER CASCODE E' OGGI SUPERATO

DAL TUNER A GRIGLIA GUIDATA

LA **"STANDARD COIL"** HA COSTRUITO NEGLI ULTIMI DUE ANNI QUATTRO MILIONI DI TUNER V.H.F. A **"GRIGLIA GUIDATA"** ELIMINANDO COMPLETAMENTE DALLA FABBRICAZIONE IL SISTEMA A CIRCUITO "CASCODE"

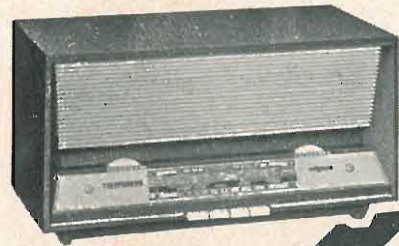
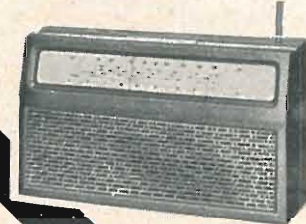
APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.

PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T. 922354

LICENZIATARIA DELLA

COIL (U.S.A.)

4 MODELLI DELLA NUOVA PRODUZIONE
TELEFUNKEN 1961/62

MIGNON
Radioricevitore a valvole onde medie - modulazione di frequenza - permette l'ascolto dell'audio TV

CAPRICE
Radioricevitore interamente a transistori - onde medie - modulazione di frequenza - permette l'ascolto dell'audio TV

Registratore a nastro
MAGNETOPHON 295 K
4 tracce - 3 velocità (2,38-4,75-9,5) - ingressi singoli e miscelabili fra loro - Consente la sovrapposizione di commenti e sottofondi su registrazioni già effettuate.

TTV 16L/23
Televisore completamente automatico per la ricezione del I° e II° programma (canale VHF - canale UHF)

TELE FUN KEN

RICHIEDETE IL CATALOGO DELLA NUOVA PRODUZIONE TELEFUNKEN 1961/62

TELEVISORI RADIO FRIGORIFERI
TELEFUNKEN
la marca mondiale

Studio Palazzo 1/6

NUOVO! Misuratore d'intensità di campo VHF - UHF Mod. 498 A

Copre tutti i canali

Portatile

Aliment. rete o da batteria

TESTER Mod. 269

Volt - ohm - microamperometro

100.000 Ohm/V in c.c.

33 portate con commutatore unico per le tre grandezze.

Lunghezza scala mm. 178.

Millivoltmetro Mod. 715
NUOVO!

Voltmetro elettronico c.a. ad alta sensibilità di uso generale.

PORTATE:
Volt: 0-,01/,03,',1/,3/1/3/10/30 100/300 efficaci.

Decibel: totale da — 52 a + 52 dbm (10 portate); 0 dbm = 1 milliwatt su 600 ohm.

Divisioni sulla scala: — 12 a + 2 db.

PRECISIONE: ± 5 % del fondo scala.

SENSIBILITA': 10 millivolt fondo scala sulla portata più sensibile.

IMPEDENZA D'INGRESSO: minima 1 megaohm ad 1KHz.

DIVISORI DI PORTATA: resistori di precisione ± 1 %.

RISPOSTA DI FREQUENZA: 10 Hz. a 400 KHz. ± 1 db.

ALTRI STRUMENTI « SIMPSON »:
Voltmetri elettronici - Microtester - Misuratori di temperatura - Volt-Wattmetri e Volt-Amp-Wattmetri per c.c. e c.a. - Oscilloscopi portatili da 7" a 5" - Provavalvole - Generatori di segnali - Analizzatori di sistemi di deflessione orizznntale in TV.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA

Dott. Ing. M. VIANELLO

Sede: **MILANO - Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081/811**
Filiale: **ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - Tel. 767.250/941**

---

lineaS

SI TROVANO COMPLETAMENTE D'ACCORDO NELL'AFFERMARE CHE

IL CIRCUITO CASCODE E' OGGI SUPERATO

DAL NUOVO CIRCUITO A GRIGLIA GUIDATA

PERCHÈ DETTO TUNER COMPENDIA LE SOLUZIONI CHE PIÙ SI AVVICINANO ALLA PERFEZIONE TEORICA ATTUALMENTE RAGGIUNGIBILE

DATI STATISTICI DI UN TUNER MEDIO A "GRIGLIA GUIDATA"

GUADAGNO	> 38 dB
FRUSCIO	< 4 KTO BANDA III < 2,5 KTO BANDA I
RAPPORTO ONDE STAZIONARIE	< 2,5
DRIFT: Δ t 35C. FREQUENZA OSC.	BANDA III < 250 KHz BANDA I < 150 KHz
REIEZIONE DELLA MEDIA FREQUENZA	> 50 dB
REIEZIONE DELLA FREQUENZA IMMAGINE	BANDA III > 55 dB BANDA I > 60 dB
RAPPORTO BILANCIATO - SBILANCIATO	> 20 dB

LARES

APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.
PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T. 922354

LICENZIATARIA DELLA

COIL (U.S.A.)

Hewlett-Packard

Oscilloscopi CC-1000 MHz.

Mod. 185A/187B - CC a 1000 MHz.
Una tècnica circuitale completamente nuova permette di rappresentare — su un tubo a raggi catodici da 5" con chiara presentazione — brevi impulsi ripetitivi che richiedano una banda di frequenza fino 1000 MHz. Il tempo di salita, inferiore a 0,45 mµ/sec, consente misure e osservazioni dirette di fenomeni molto rapidi. La sensibilità è di 3 mV/cm fino 200 mV/cm, sweep orizzontale da 0,1 ns/cm fino 0,1 µsec/cm. Rappresentazione a 2 tracce.
185A L 1.900.00 — 187B L 950.000

Modello 185A

Mod. 150A - CC a 10 MHz.
Un oscilloscopio di larga utilità e di alta qualità; è corredato di numerosi amplificatori intercambiabili («plug-in»): ingresso doppia traccia o differenziale, doppia traccia tensione/corrente o alta sensibilità in modo da eliminare la necessità di preamplificatori tra oscilloscopio e trasduttori.
Sensibilità da 1 mV/cm a 50 V/cm, sweep orizzontale da 0,002µsec/cm fino 15 sec/cm con espansioni fino a 100 volte.
Oscilloscopio a doppia traccia.
150A L 1.235.000
Più amplificatori

Modello 150A

Mod. 130B/BR (*) - CC a 300 KHz.
Oscilloscopio a bassa frequenza di alta qualità. Include un trigger automatico di tipo universale.
Amplificatori orizzontale e verticale identici con sensibilità 1 mV/cm a 125 V/cm. Sweep orizzontale di 1 µsec/cm a 12,5 sec/cm. Include espansore sweep X 5. L 617.500

Modello 120A

Mod. 160B/BR (*) - CC a 15 MHz.
Costruito secondo le norme militari americane resiste in particolare a scosse, vibrazioni, umidità e temperatura.
Massima sensibilità verticale 20 mV/cm, sensibilità orizzontale 0,1 V/cm fino 10 V/cm Sweep orizzontale da 0,02µsec/cm fino a 5 sec/cm, in 24 portate; dotato di espansore dello sweep X 100.
Oscilloscopio a due tracce. «Plug-in» intercambiabili sia in orizzontale che in verticale. L 1.757.500
Più «plug-in»

Mod. 122A/AR (*) - CC a 200 KHz.
Doppia traccia nonostante il costo moderato. Presenta due fenomeni simultaneamente o 1 sola traccia quando si vuole. Due amplificatori verticali uguali. Sinsibilità 10 mV/cm a 100 V/cm, sweep da 5µsec/cm a 200 msec/cm. Espansore di sweep X 5 lo estende fino 1 µsec/cm — trigger automatico di tipo universale. L 641.250

Mod. 120A/AR (*) - CC a 200 KHz.
Strumento adatto per gli usi industriali e produzione come per laboratorio. E' dotato di trigger automatico di tipo universale, sincronizzazione automatica di ogni segnale da interno a esterno.
Velocità di sweep da 5 µsec/cm a 0,5 sec/cm con espansore X 5.
Alta sensibilità da 10 mV/cm a 100 V/cm (Amplificatore verticale calibrato).
Alimentatori stabilizzati; traccia ferma esente da deriva, ideale per fotografia. L 387.000

* La lettera « R » indica che è disponibile la versione a « rack » (da quadro).

Molti strumenti « HEWLETT-PACKARD » vengono ora montati nella nuova fabbrica —hp— GmbH in Böblingen, vicino Stoccarda. La HEWLETT-PACKARD con la sua produzione di qualità, eseguita con le più moderne tecniche, Vi fornisce strumenti di prestazioni eccezionali a prezzi limitati. **Prezzi per merce consegnata franco Milano sdoganata.** Continui progressi circuitali posson alterare le caratteristiche cui sopra che sono pertanto soggette ad essere cambiate senza preavviso.

Hewlett-Packard S.A.
Ginevra (Svizzera) - Rue du Vieux-Billard 1 - Tel. (022) 26 43 36

HPSA - 3 - 475

di fama mondiale

Per informazioni, consulenza tecnica o dimostrazioni scrivete o visitateci al rappresentante esclusivo:

DOTT. ING. MARIO VIANELLO **MILANO** Via L. Anelli 13 tel. 553.081/553.811
FILIALE: ROMA — Via S. Croce in Gerusalemme 97 — tel. 767.250 — 767.941

A PARIGI
PORTE DE VERSAILLES
DAL 16 AL 20 FEBBRAIO 1962

5° mostra internazionale dei componenti elettronici

il più grande confronto mondiale sul piano dell'elettronica

FÉDÉRATION NATIONALE DES INDUSTRIES ÉLECTRONIQUES

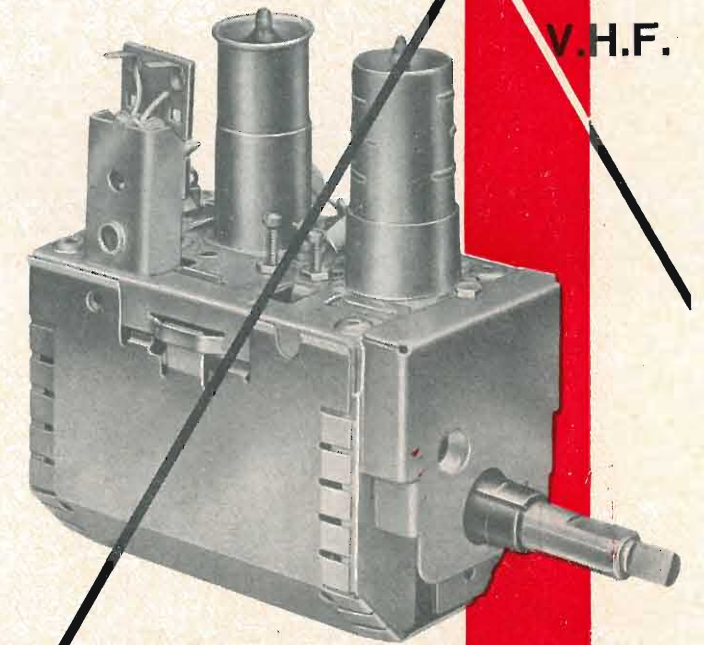
23, RUE DE LÜBECK, PARIS 16e
PASSY 01.16

PUBLI-SERVICE - PARIS

---

linea

QUESTO È IL TUNER V.H.F.

CHE SI È RAPIDAMENTE IMPOSTO IN TUTTO IL MONDO

A GRIGLIA GUIDATA .....LA PERFEZIONE!

COSTRUITO IN ITALIA PER IL MERCATO COMUNE EUROPEO DALLA:

LARES
APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.
PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T. 922354

LICENZIATARIA DELLA

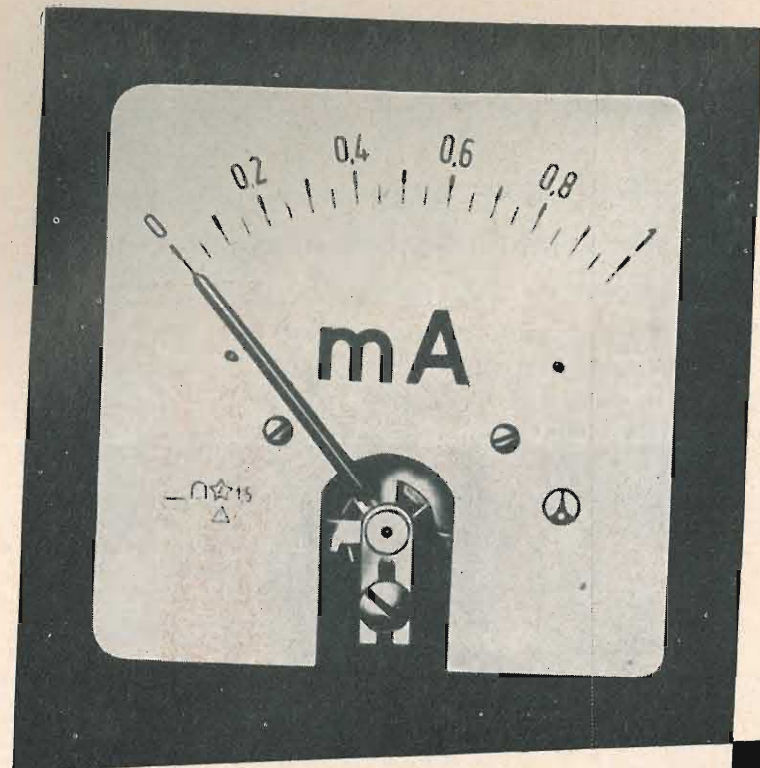
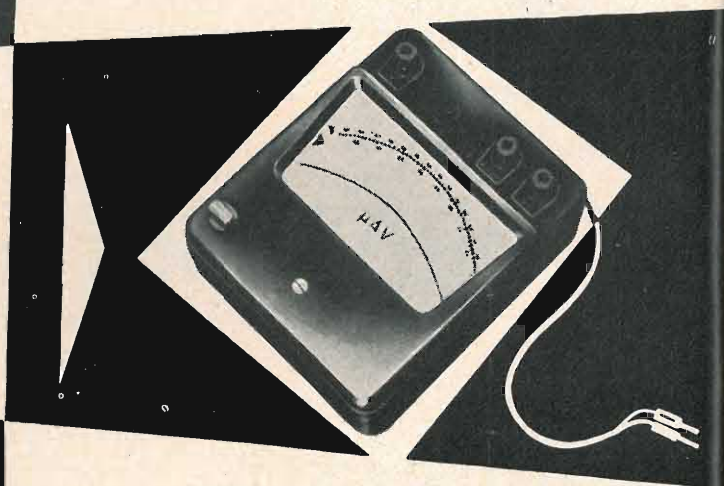
COIL (U.S.A.)

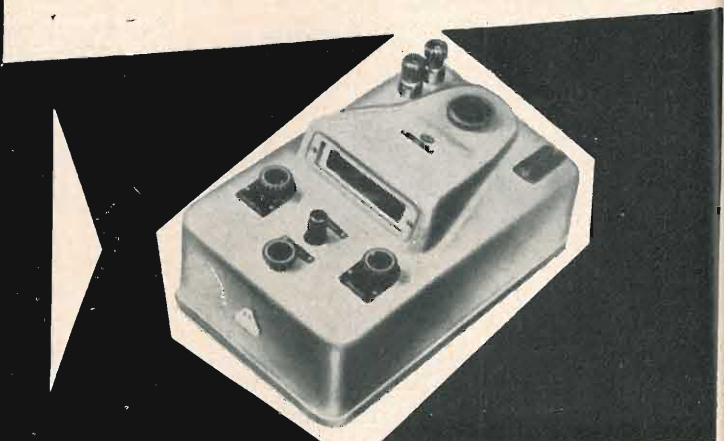
R·F·T

Strumenti elettrici

a bobina mobile ed a ferro mobile per misura di resistenza e temperatura

Strumenti a riflessione

per misure di corrente, tensione, temperatura e campo magnetico

Galvanometri a marche luminose

Tester, strumento per servizio radio - TV amperometri e voltmetri CL. 0,2

Galvanometri a vibrazione, ponti di misura, strumenti di prova per cavi

Indirizzare le vostre richieste a:

R. F. CELADA s.r.l.

Viale Tunisia 4 - MILANO

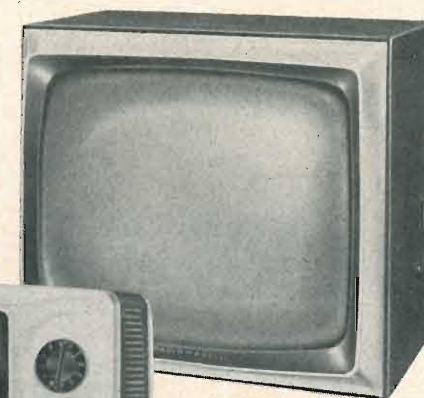
Esportatore: **Deutscher Innen - ûnd Aussenhandel**

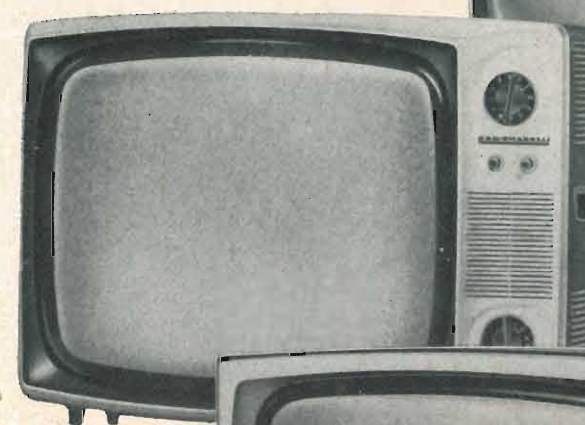
Elektrotechnik

BERLIN N. 4 Chausseestrasse 111/112 (NM 17)
REPUBBLICA DEMOCRATICA TEDESCA

Pubbl. RM.124

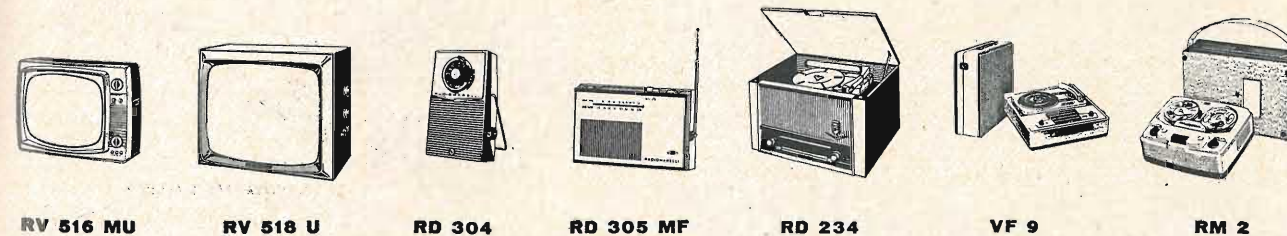
QUALITÀ GARANTITA DA 30 ANNI D'ESPERIENZA

RV 520 U - 19" 114°
TELEVISORE PANORAMICO
SCHERMO "ULTRAVISION"
1° E 2° PROGRAMMA
L. 140.000
ESCLUSE TASSE RADIO

RV 529 U - 19" 114°
BONDED SHIELD
PORTATILE O SOPRAMMOBILE
1° E 2° PROGRAMMA
L. 182.000
ESCLUSE TASSE RADIO

TUTTI I TELEVISORI RADIOMARELLI SONO DOTATI DI SCHERMO "ULTRAVISION" O DI SCHERMO SALDATO A CONTATTO **BONDED SHIELD** CHE PRESENTA I SEGUENTI VANTAGGI: 1) PIÙ BASSA DISTORSIONE DELL'IMMAGINE - 2) IMPENETRABILITÀ DELLA POLVERE - 3) IMMAGINE PIÙ LUMINOSA E CONTRASTATA - 4) RIDUZIONE DELL'ABBAGLIAMENTO E DELLE RIFLESSIONI - 5) VISIONE PIÙ NITIDA SENZA STANCARE LA VISTA.

RV 542 U - 23" - 110°
BONDED SHIELD
COMMUTAZIONE ISTANTANEA A PULSANTI
1° E 2° PROGRAMMA
L. 222.000
ESCLUSE TASSE RADIO

cinescopi e valvole FIVRE

Radio - Televisori - Elettrodomestici

i migliori regali!

RV 516 MU **RV 518 U**

RD 304

RD 305 MF

RD 234

VF 9

RM 2

RADIOMARELLI

GRATIS RICHIEDETE CATALOGO A RADIOMARELLI - C.SO VENEZIA, 51 - MILANO

Modello SONETTO

Prima in Italia con ALTA FEDELTÀ

Prima con STEREO FEDELTÀ

Presenta nel campo dell'Alta Fedeltà e della stereofonia, una vasta gamma di apparecchi, in grado di soddisfare tutte le esigenze.

Prodotti di alta classe

Un apparecchio PRODEL nella Vostra casa è indice di buon gusto!

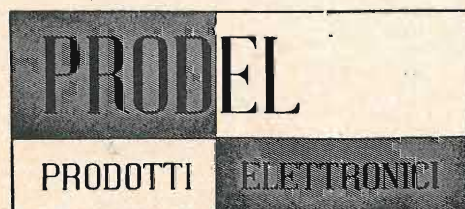
Richiedete il nuovo listino 1961

Altri modelli:

- Stereonette
- Sonetto
- Serenatella
- Ouverture
- Duetto
- Melody
- Recital
- Concerto
- Gran Concerto
- Prelude
- Festival

IMPIANTI SPECIALI SU PROGETTO

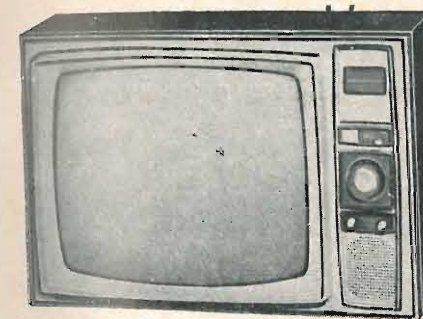
PREZZI:
DA L. 80.000 a L. 680.000

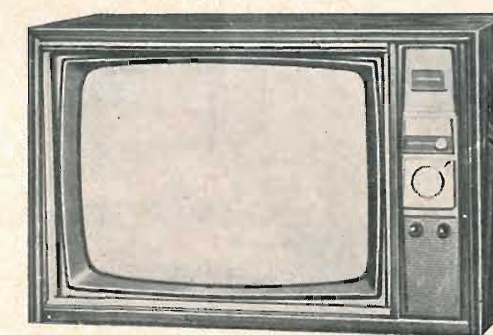
Modello GRAN CONCERTO

PRODEL *S.p.A.* - PRODOTTI ELETTRONICI

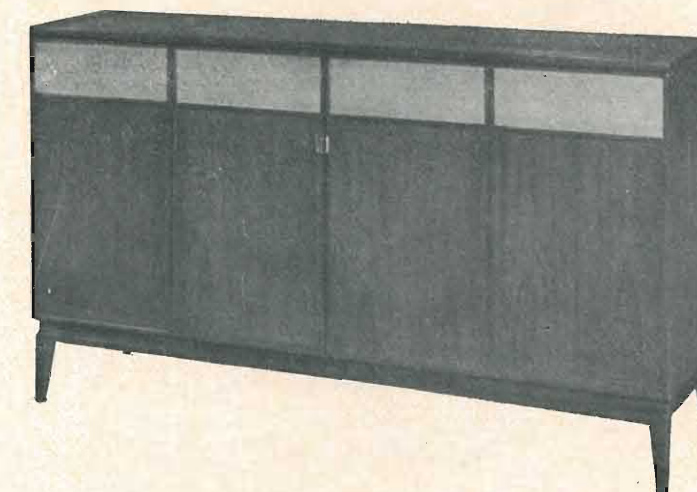
MILANO via monfalcone 12 - tel. 283651 - 283770

Westinghouse

DALL'ESPERIENZA WESTINGHOUSE TELEVISORI INEGUAGLIABILI

- 12 modelli da 17" - 19" - 21" - 23" portatili e da tavolo
- visione panoramica
- schermi di protezione polarizzati
- controllo automatico di sensibilità
- focalizzazione automatica costante
- circuito automatico di eliminazione disturbi

Televisore 19" - Mod. HP - 3450
COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA
« Remote Director Control »

SINTONIA A CONTROLLO AUTOMATICO
«Memory Tuning »

Televisore 23" - Mod. HT. 3710
COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA
« Remote Director Control »

SINTONIA A CONTROLLO AUTOMATICO
«Memory Tuning »

COMBINATION - Mod. HC 4700
Televisore 23' - Radio AM - FM - Giradischi a 4 velocità
STEREOFONICO ALTA FEDELTA' - COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA « Remote Director Control »

Distributrice UNICA per l'Italia Ditta A. MANCINI
MILANO - Via Lovanio 5 - Tel. 650.445 - 661.324 - 635.240
ROMA - Via Civinini, 37 - 39 - Tel. 802.029 - 872.120

ANNO XXXIII 12

l'antenna

DICEMBRE 1961 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

Gli anni verdi della radio italiana

Sul Radiocorriere TV, il noto settimanale della RAI, è apparsa recentemente una serie di articoli di retrospettiva episodica dei primi passi della radio in Italia.

Pur riconoscendo l'evidente interesse storico e aneddottico di tali rievocazioni, abbiamo dovuto rilevare con rammarico l'omissione pressochè totale dell'epoca ardua e pionieristica dei tecnici che realizzarono e fecero funzionare i complessi di trasmissione di quei tempi.

I tecnici di quest'ultimo ventennio, e mi rivolgo ai giovani lettori de l'antenna, *non si rendono conto delle enormi difficoltà che ostacolavano la radiotecnica di allora. Materiali scarsi ed inadatti, scarsa esperienza specifica, assoluta mancanza di personale specializzato, cognizioni insufficienti in determinati argomenti mai sino ad allora affrontati.*

I pochissimi tecnici che a quei tempi si occupavano di radiotrasmissioni, non sotto il profilo dilettantistico ma professionale con pesanti responsabilità di progetti e realizzazioni di costosi impianti sovente di concezioni assolutamente inedite, dovevano fare appello alla loro personale iniziativa, ingegnosità e competenza generica nel campo della radioelettricità.

Il tecnico pioniere della radio di quei tempi era fondamentalmente un autodidatta per passione, per amore di una tecnica che lo aveva conquistato e per la quale vi dedicava tutta la sua vita.

Molti problemi tecnici apparivano allora poco chiari e dovevano essere risolti con l'intuizione e con un'esperienza fresca, che si veniva via via consolidando col passare del tempo.

Allora non esisteva la formidabile documentazione bibliografica d'oggi; nè esistevano le scuole specializzate che sfornano ora centinaia di radiotecnici ogni anno.

A molti può sfuggire il concatenamento degli sviluppi storici e tecnici delle radiocomunicazioni nell'arco di tempo di oltre un ventennio che va dal 1897 anno dei primi esperimenti di Marconi in Italia, al primo radiocollegamento transatlantico nel 1901, sempre in telegrafia, per passare poi alla telefonia nel 1918 con l'avvento dei tubi elettronici, ed al « broadcasting » (parola di nuovo conio) nel 1920 in Inghilterra.

Negli anni eroici dal 1910 al 1920 la radio era un « hobby » di pochissimi iniziati patiti ed appassionatissimi di questa nuova tecnica avveniristica e chi scrive queste note ha il grande privilegio di avervi partecipato ininterrottamente dall'età di quindici anni. Dico questo per rassicurare i lettori che tutto quanto ho raccontato o sto per raccontare non è stato attinto qua e là da fonti più o meno attendibili, come purtroppo si verifica quasi sempre, ma è stato veramente vissuto di persona.

Chiusa questa breve doverosa digressione, ritorniamo agli anni verdi della nostra radiofonia.

Si tratta del periodo dal 1920 al 1930, nel quale ancora non esisteva una vera e propria attività radio professionale, e tutto dipendeva dalla sagacità, inventiva e competenza del tecnico.

Mi piace ricordare qui il nome di uno di questi pionieri della radiofonia che, assieme a chi scrive queste note, prese parte attivissima all'allestimento e all'esercizio di molti impianti trasmittenti di quell'epoca con le Società URI ed EIAR: l'ing. Corrado Tutino.

Il primo impianto radiofonico trasmittente sorse a Roma nel 1924, il secondo a Milano nel 1925, il terzo a Napoli nel 1926.

(il testo segue a pag. 565)

dott. ing. Antonio Contoni

Nuclei toroidali in ferrite e loro impiego nelle memorie matriciali e nei circuiti logici*

Dopo un breve richiamo delle proprietà magnetiche di differenti tipi di ferriti, dure e dolci, nonchè del processo di magnetizzazione di questi materiali per rotazione dei momenti magnetici entro il campo del Weiss e per spostamento delle lamiere del Bloch, si analizzano gli impulsi di tensione indotti in un avvolgimento circondante un anello in ferrite, la cui magnetizzazione passa da uno stato di rimanenza all'altro. Si sfruttano questi due stati di rimanenza per realizzare sistemi di memoria a funzionamento rapido. Esaminati i segnali di risposta parassiti di un anello, si definisce il coefficiente di rettangolarità del ciclo di isteresi, per caratterizzare le sue possibilità di impiego nei sistemi di memoria. Tra questi si confrontano i due sistemi a funzionamento parallelo: le memorie a selezione per coincidenza di correnti e a selezione diretta le seconde si dimostrano esenti da inconvenienti presenti nelle prime, ma richiedono un maggior numero di circuiti di selezione.

Si dimostra che gli anelli in ferrite possono ugualmente essere utilizzati per realizzare certe funzioni logiche elementari per somma di f.m.m. prodotte da appositi avvolgimenti di comando. Si descrive in seguito un circuito logico elementare in cui l'anello è associato a un transistor, da tale circuito esce un impulso di corrente, la cui durata dipende da una tensione continua applicata sulla base del transistor. Per il fatto che il circuito è rigenerativo, sono molteplici le sue possibilità nei sistemi logici complessi. Si dà infine qualche esempio di applicazione di questi circuiti.

1. - INTRODUZIONE

Le ferriti sono materiali magnetici noti da tempo, ma per le quali è stata elaborata una teoria soddisfacente solo nel 1948. Esse si differenziano dai materiali metallici ferromagnetici per il grande valore della loro resistività elettrica, che è dell'ordine di $10^{10} \div 10^{12}$ volte più alta di quella dei metalli. Questa proprietà dovuta all'assenza di elettroni liberi contribuenti alla conduttività elettrica, permette di utilizzare le ferriti alle alte frequenze fino ad alcuni GHz, mentre i materiali metallici possono essere usati solo a frequenze basse, a motivo delle loro perdite per correnti di Foucault. Le ferriti conservano la loro forma omogenea anche se lavorate per fusione o per stampaggio.

Applicazioni delle ferriti:

a) con campi magnetici deboli, per es. nella tecnica dei filtri, dei circuiti accordati e dei trasformatori per telefonia, radiodiffusione e TV.

b) con campi magnetici forti, per es. negli amplificatori magnetici, nei dispositivi di memoria, negli elementi logici.

c) nel campo delle onde centimetriche.

Noi tratteremo solo le applicazioni delle ferriti nei dispositivi a memoria e negli elementi logici, che sfruttano la forma rettangolare del ciclo di isteresi. Le ferriti vengono utilizzate in tutti i sistemi che trattano le informazioni sotto forma digitale.

1.1. - Proprietà generali

Le ferriti sono sostanze ceramiche policristalline composte di ossidi; si ottengono con trattamento ad alta temperatura (1200 ÷ 1400° C).

Vi sono molti tipi di ferriti.

La formula chimica di una ferrite detta semplice è $MeOFe_2O_3$, dove Me rappresenta un ione metallico bivalente scelto più principalmente fra Mn, Ni, Mg, Cu, Zn, Cd, Ba e Pb. In pratica le ferriti comunemente usate sono miste, formate da una soluzione solida di molte ferriti semplici

$\Sigma x^i(Me^iOFe_2O_3)$; $\Sigma x^i = I$

Secondo la natura di Me la cellula elementare delle ferriti semplici può cristallizzare nel sistema esagonale (ferriti al Ba o al Pb), o nel sistema cubico per gli altri metalli bivalenti. Le proprietà magnetiche delle ferriti sono in stretta relazione con la loro struttura cristallografica.

(*) Rielaborato da una memoria di R. Bodart, dei Laboratori di ricerca della M.B.L.E. di Bruxelles, pubblicata sulla *Revue M.B.L.E.*, settembre 1961, vol. 4, n. 2-3, pagg. 79 ... 107.

Le ferriti che cristallizzano nel sistema esagonale presentano un alto valore della forza coercitiva (dell'ordine di 1.500 Oersted, ossia $1{,}2.10^5$ A/m) dovuto alla grande anisotropia cristallina. Queste ferriti appartengono al gruppo dei materiali magneticamente *duri* e si utilizzano come magneti permanenti per altoparlanti o per la concentrazione nei tubi R.C.

Le ferriti cubiche hanno proprietà magnetiche *dolci* (forza coercitiva < 10 Oe), che permettono di modificare lo stato di magnetizzazione per mezzo di campi esterni assai deboli. Si chiamano anche *ferrospinelle* per la loro struttura cristallina analoga a quella del minerale spinelle.

La cellula elementare delle ferrospinelle è un cubo contenente 8 molecole di $MeOFe_2O_3$; in totale 56 atomi: 32 di ossigeno, 16 di ferro e 8 di metallo bivalente. Gli ioni di ossigeno formano un reticolo cubico a facce centrate, il cui lato è la metà di quello della cellula elementare principale. Gli ioni di Fe e di Me alloggiano negli atomi di O. Si distinguono qui due posizioni: le posizioni *tetraedriche* circondate, ciascuna, da 4 ioni di O; le posizione *ottaedriche* circondate, ciascuna, da 6 ioni di O'. In una cellula elementare del reticolo spinelle ci sono 64 posizioni tetraedriche e 32 ottaedriche. La ripartizione dei 24 ioni metallici fra i 96 posti disponibili, varia secondo il tipo di ferrite.

Secondo il Neel si produce nelle ferriti un effetto di interazione negli ioni portatori di un momento magnetico di spin, come gli ioni di ferro e di altri metalli bivalenti. Questa interazione tende a orientare antiparallelamente i momenti magnetici degli ioni vicini, mentre nei materiali ferromagnetici la tendenza è di orientare parallelamente questi momenti. Si tratta di un fenomeno analogo all'antiferromagnetismo, dal quale però si distingue per l'assenza di compensazione fra i momenti magnetici antiparalleli e per l'esistenza di un momento elementare risultante diverso da zero. Il Neel ha chiamato *ferrimagnetismo* questo fenomeno.

All'orientazione antiparallela dei momenti magnetici è dovuto il debole valore della loro induzione di saturazione, che raggiunge raramente gli 0,5 Wb/m^2, mentre per il ferro si ha 1,5 Wb/m^2 (= 15.000 gauss). Perciò le ferriti non sono adatte nelle applicazioni di bassa frequenza con induzioni elevate. Le ferriti cubiche più comuni sono quelle miste, fatte di Mn-Zn, di Ni-Zn e di Mg-Mn.

Le ferriti di Mn-Zn sono adatte per frequenze minori di 2MHz.

Ecco (Tabella 1) le caratteristiche misurate su due campioni di diverse composizioni.

Le ferriti di Ni-Zn servono per alte frequenze (fino a 100 MHz); ecco le caratteristiche di due tipi diversi (Tabella 2).

Le ferriti di Mn-Mg hanno resistività altissima ($\varrho > 10^5$ Ω m) e deboli perdite dielettriche e servono in UHF. Presentano i cicli più rettangolari. Hanno debole induzione di saturazione ($B_S \cong$ 0,2 Wb/m^2) ed una forza coercitiva abbastanza alta ($H_c \cong 1$ Oe, ossia 79,5 A/m). Questi inconvenienti sono compensati dall'alta resistività e dalla possibilità di realizzare dei tori di piccolissimo diametro.

Fig. 1 - Diagramma *B* - *H*, caratteristica statica di magnetizzazione di una ferrite.

Tabella 1

Tipo	Induzione di saturazione B_S (Wb/m²)	Permeabilità iniziale μi	Frequenza di utilizzazione	Resistività ϱ (Ωm)
3A	0,3	1.500	4 ÷ 500 kHz	circa 1
3B3	0,5	900	0,1 ÷ 1 MHz	

Tabella 2

Tipo	Induzione di saturazione B_S (Wb/m²)	Permeabilità inizlae μi	Frequenza di utilizzazione	Resistività ϱ (Ωm)
4A	0,4	600	0,5 ÷ 1	circa 10^3
4F	0,2	10	50 ÷ 100	

1.2. - Meccanismo della magnetizzazione

Allo stato saturato la sostanza è divisa in una moltitudine di piccoli campi detti *campi* o *domini di Weiss*. In ciascun dominio i momenti magnetici elementari risultanti sono paralleli ad una delle direzioni privilegiate possibili, che dipendono dalla struttura cristallina in ciascun punto, dallo stato di tensione meccanica e dalla forma della cavità presenti nel materiale. Da un campo all'altro la direzione di magnetizzazione spontanea varia progressivamente su una distanza rappresentante lo spessore delle *pareti di Bloch* (circa 0,1 micron), che separano i campi adiacenti. In un corpo magnetico completamente smagnetizzato, la magnetizzazione media è nulla; applicando un campo magnetico esterno si hanno due processi: da una parte i momenti dei vari domini di Weiss si orientano nella direzione del campo; è questo il *processo di magnetizzazione per rotazioni dei momenti magnetici entro i domini*; dall'altra parte si produce un fenomeno analogo nello spessore delle pareti di Bloch e che prende il nome di *processo di magnetizzazione per spostamenti delle pareti di Bloch*.

Nelle ferriti la presenza di falle di aria contrasta lo spotamento delle pareti di Bloch, e questo processo di magnetizzazione è generalmente irreversibile.

La fig. 1 rappresenta i cicli di magnetizzazione delle ferriti. Partendo dall'origine 0 applicando il campo H crescente lentamente il punto di funzionamento si sposta sulla curva di prima magnetizzazione *OACD*. Nella zona *OA* la magnetizzazione è dovuta alla rotazione dei momenti magnetici entro i dominii di Weiss; se si togliesse il campo, il materiale ritornerebbe al punto *O*, i fenomeni sono perciò qui *reversibili*. Oltre il punto A, sopprimendo il campo, il materiale assume uno stato di equilibrio stabile non coincidente con *O*; il punto si sposta da *a* ad *a'*; la magnetizzazione media diversa da zero è dovuta al fatto che le direzioni di magnetizzazione spontanea non sono più ripartite a caso e allo spostamento delle pareti di Bloch; i fenomeni sono ora *irreversibili*. In *C* si ha la saturazione. Se si fa crescere ancora *H* i fenomeni ridivengono reversibili. I momenti per rotazione a poco a poco risultano tutti paralleli ad *H*; si raggiunge il punto *D*. Riducendo *H* si ripassa per *C* e per $H = 0$ si arriva al punto *F*, che definisce l'induzione rimanente. In *C F* i fenomeni sono reversibili e seguitano a esserlo invertendo *H*, fino al valore. *Ho* corrispondente al ripiegamento della caratteristica *B-H* (soglia di equilibrio). Per $H < -Ho$ i fenomeni divengono irreversibili. Si percorre così il ramo *C F C'* del ciclo maggiore. Nella zona *C' D'* i fenomeni sono di nuovo reversibili. Dunque nel ciclo grande e in quello piccolo (corrispondente a valori estremi di *H* minori) i fenomeni sono reversibili nei tratti poco inclinati, mentre sono irreversibili nei rami fortemente ripidi.

2. LE MEMORIE MAGNETICHE

L'esistenza di due stati di magnetizzazione rimanente rende i materiali ferromagnetici e le ferriti capaci di memorizzare le informazioni binarie. Si può infatti attribuire ad uno stato di rimanenza il significato dell'« 1 » binario, e all'altro stato il significato dello « 0 » binario. L'informazione può essere memorizzata in un toro: il senso del flusso determina il valore 1 o 0 della cifra binaria, e che si chiama un *bit* (fig. 1). Questo toro porta vari avvolgimenti, che permettono di modificare il suo stato di rimanenza, sia per introdurvi una nuova informazione, sia per conoscere il valore dell'informazione memorizzata. Chiameremo *iscrizione* l'operazione che pone il toro nello stato di rimanenza corrispondente all'1 binario e che sarà brevemente designato *stato* 1; l'operazione che pone il toro nello stato 0 si chiamerà *lettura*.

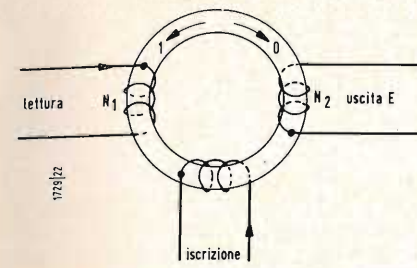



Fig. 2 - Schema di memorizzazione in un toro di ferrite.

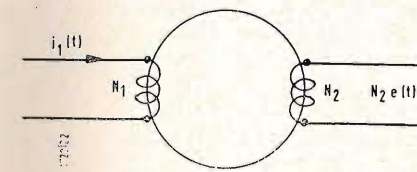



Fig. 3 - Caso di un segnal di comando in forma di gradino.

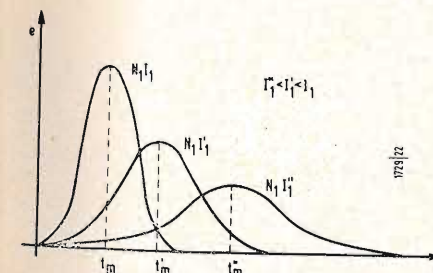



Fig. 4 - Famiglia di curve di risposta.

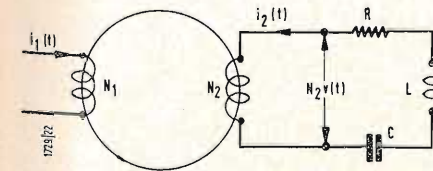



Fig. 5 - Caso di un segnale di comando di forma qualsiasi.

Supponiamo che il materiale si trovi nello stato di rimanenza $+ B_R$ (punto *F* del ciclo maggiore in fig. 1) e che assumiamo come stato 1 per convenzione. Per leggere questa informazione si invia nell'avvolgimento detto di lettura, una corrente di senso adatto e di ampiezza tale che $N_1 \, i_1/l \geqq H_M$, dove H_M è l'intensità del campo corrispondente a *C'* e *l* è la lunghezza della fibra media del toro che deve essere così sottile da assicurare l'uniformità del campo entro al nucleo. Il materiale passa dallo stato $+ B_R$ allo stato di saturazione $- B_S$ di segno opposto, e durante questa transizione, appare una tensione *E* ai terminali dell'avvolgimento di uscita; si ha: $E = N_2 \dfrac{d\,\Phi}{d\,t}$, dove $\Phi = B\,S$ è il flusso nella sezione *S* del nucleo. Al cessare della corrente di lettura il materiale passa allo stato di rimanenza $- B_R$ (in *F'*), che per convenzione corrisponde allo stato 0. Se si applica di nuovo la corrente di lettura, lo stato magnetico varia da $- B_R$ a $- B_S$, e si induce una debole tensione parassita nell'avvolgimento di uscita. Il materiale ritorna in conseguenza allo stato 0. La lettura di una informazione di un anello è dunque un'operazione *distruttiva*. Se l'anello si trova inizialmente nello stato 1, bisogna, dopo la lettura, riportarlo in questo stato, per evitare che l'informazione vada perduta.

Per mettere il materiale nello stato 1, si fa circolare una corrente di senso opposto a quello della corrente di lettura in un avvolgimento di iscrizione, che può eventualmente essere lo stesso avvolgimento di lettura. La tensione indotta nell'avvolgimento di uscita durante la transizione dallo stato magnetico da $-B_R$ a $+B_S$ è evidentemente simile e di segno opposto a quella ottenuta durante la lettura.

2.1. - Segnale di risposta di un anello

Gli impulsi di tensione indotta durante l'inversione dello stato magnetico di un anello sono dovuti essenzialmente all'attraversamento della regione irreversibile durante la quale si produce la maggior parte della variazione di flusso. L'analisi del meccanismo irreversibile dell'inversione del flusso conduce, per anelli di piccolo spessore alla relazione fondamentale (relativa alla parte *F'CD* del ciclo maggiore) seguente:

$$\frac{d\,\Phi}{d\,t} = R\,(\Phi)\,[(N\,I) - (N\,I)_o] \qquad (1)$$

valida per $(N\,I) > (N\,I)_o$ e per $- \Phi_o < \Phi < \Phi_M$

dove $\Phi = BS$ è il flusso; $R\,(\Phi)$ ha le dimensioni di una resistenza; *NI* è la forza magneto motrice (funzione del tempo) risultante dovuta alle correntl che attraversano gli avvolgimenti dell'anello. $(N\,I)_o$ è la f. m. m. corrispondente ad H_o.

a) *Caso di un segnale di comando in forma di gradino* (*anello non caricato*)

Consideriamo un anello in cui gli avvolgimenti di comando e di uscita hanno rispettivamente N_1 e N_2 spire (fig. 3). Si vuole determinare la *f.e.m.* indotta *e* (*t*) per spira, nell'avvolgimento di uscita supposto in circuito aperto, quando la corrente attraversante l'avvolgimento di comando, subisce una variazione a gradino.

Ammesso che sia:

per $t < 0$, $i_1\,(t) = I_0$

per $t > 0$, $i_1\,(t) = I_1 > I_0$,

la relazione cercata è la seguente:

$$e = U\,[N_1(I_1 - I_0)_t].\; N_1\,(I_1 - I_0) \qquad (2)$$

dove $U\,[N_1\,(I_1 - I_0)\,t]$ è una funzione dipendente solo dal tipo di anello adottato.

La fig. 4 mostra una famiglia di curve rappresentative della (2), aventi come parametro il prodotto $N_1\,I_1$. Con una conveniente scelta delle variabili, tale famiglia può ridursi ad un'unica curva di risposta.

Sia S'_w il valore della variabile $N_1\,(I_1 - I_0)\,t$ che rende massima la funzione *U*, cioè *e*. Il tempo t_m corrispondente è dato dalla.

$$\frac{1}{t_m} = \frac{N_1\,(I_1 - I_0)}{S'_w} \qquad (3)$$

posto inoltre $\tau = \dfrac{t}{t_m}$, la equazione cercata della curva unica è la $\varepsilon\,(\tau)$ così definita:

$$\varepsilon\,(\tau) = \frac{e}{e_{max}} = \frac{U\left(S'_w\,\dfrac{t}{t_m}\right)}{U\,(S'_w)} \qquad (4)$$

infatti la funzione $\varepsilon\,(\tau)$ non dipende che dal tipo di anello utilizzato.

Supposta nota, per es. attraverso ad una determinazione sperimentale, la funzione $\varepsilon\,(\tau)$ si può dedurre la $R\,(\Phi)$ e Φ stesso. Le relazioni cercate sono le seguenti:

$$R\,(\Phi) = \frac{\Phi_c}{S'_w}\,\varepsilon\,(\tau) \qquad (5)$$

$$\text{e} \quad \Phi = \Phi_c \int_0^{\tau} \Sigma \quad (\tau)\,d - \Phi_0 \qquad (6)$$

$$\text{dove } \Phi_c = e_{max}\,t_m = \frac{\Phi_M + \Phi_0}{\displaystyle\int_0^{\tau} \varepsilon\,d\tau};$$

Φ_M = flusso max corrispondente a B_{max} e H_{max}

Φ_0 = flusso corrispondente a B_0 e H_0

La (5) e la (6) esprimono, sotto forma parametrica la relazione fra $R\,(\Phi)$ e Φ, essendo τ il parametro variabile.

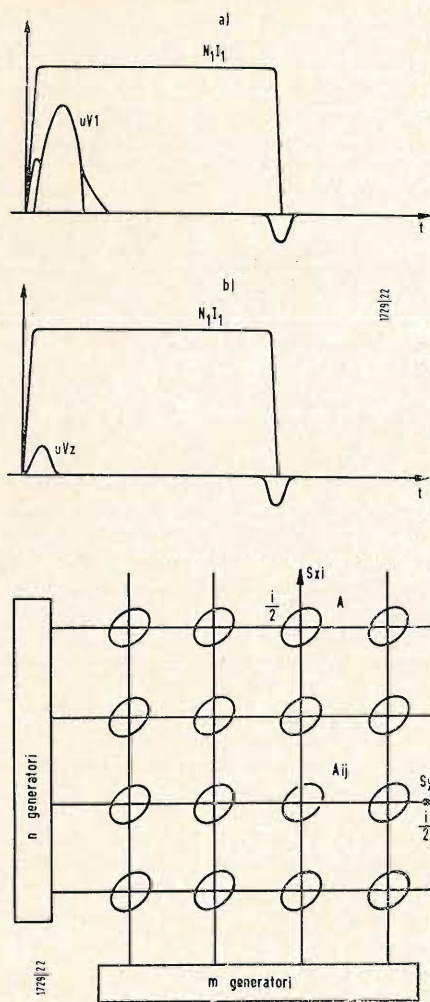
Supposto che i tratti di curva del ciclo, dove i fenomeni sono reversibili, abbiano inclinazione trascurabile, Φ_0 diventa uguale a Φ_{max}; ammettendo inoltre per la $\varepsilon\,(\tau)$ un'espressione semisinoidale (cioè $\varepsilon = \text{sen}\;\pi\;\tau/2$), si ar-

Sopra:

Fig. 6 - *a*) segnale di risposta di un anello nello stato 1 ad un impulso di lettura N_1 I_1.
b) segnale di risposta di un anello nello stato 0 ad un impulso di lettura N_1 I_1.
Fig. 7 - Sistema di memoria a ferriti.

A destra:

Fig. 8. - Diagramma *B-H* per lo studio dell'effetto di segnali_parassuti.

riva alla seguente espressione di $R(\Phi)$:

$$R(\Phi) = \frac{\Phi_M}{S'_w} \operatorname{sen} \frac{\pi \tau}{2} =$$

$$= \frac{\Phi_M}{S'_w} \left[1 - \left(\frac{\Phi}{\Phi_M}\right)^2\right]^{1/2} \qquad (7)$$

b) *Caso di segnale di forma qualsiasi*
Supponiamo che l'avvolgimento di uscita sia caricato da un dipolo R, L, C come in fig. 5, con le notazione di questa figura si ha:

$$\frac{d\Phi}{dt} = R(\Phi)\, N_1 (i_1 - N_2/N_1\, i_2 - I_0) \; 8$$

$$N_2 \frac{d\Phi}{d t} = R\, i_2 + L \frac{d i_2}{d t} + \frac{1}{c}\int_0^t i_2\, dt \; (9)$$

la (8) e la (9) servono a determinare Φ e i_2. Noto Φ si deduce la tensione $v = d\Phi/d t$.
Questo metodo è applicabile solo se la $R(\Phi)$ può essere ridotta ad un'espressione analitica semplice.
Si noti che, senza risolvere la (8) e la (9), si vede direttamente che per uno stesso segnale di comando, il carico dell'anello ha per effetto di diminuire la tensione indotta (termine — $[N_2/N_1]\, i_2$). La durata dell'equilibrio t_s cresce col carico, cioè con la diminuzione dell'impedenza collegata ai morsetti dell'avvolgimento di uscita.
Quando la $R(\Phi)$ non può essere espressa analiticamente, è preferibile usare direttamente la funzione $\varepsilon(\tau)$ nella (8). Allora Φ e i_2 si ottengono risolvendo la (8) e le seguenti (10 e (11):

$$\frac{d\Phi}{d t} = \frac{\Phi_c}{S'_w}\, \varepsilon(\tau)\, N_1 \left(i_1 - \frac{N_2}{N_1}\, i_2 - I_0\right) \qquad (10)$$

$$\tau = \frac{N_1}{S'_w} \int_0^t (i_1 - [N_2/N_1]\, i_2 - I_0)\, d t \; (11)$$

Queste equazioni come la (2) e la (3) hanno ricevuto conferme sperimentali.
c) *Tensione indotta nelle zone reversibili.*
Torniamo al caso di anello non caricato. Quando l'anello si trova nello stato $-B_R$ e gli si applica un impulso a gradino per passare al punto *D*, si deve tener conto dei fenomeni reversibili, che si producono all'inizio e alla fine dell'oscillazione dello stato magnetico. Questi fenomeni reversibili fanno apparire, da una parte, una prima punta di tensione parassita all'inizio della oscillazione e allungante, d'altra parte, il fianco posteriore del segnale di risposta. (fig. 6 a). Ne consegue un accrescimento dell'area limitata dalla curva di risposta, aumento che è una piccola percentuale dell'area totale, perchè la variazione più importante si verifica nella zona irreversibile.
La forma del segnale che si raccoglie durante la lettura di un anello nello stato 1 è, al segnale successivo, identico al precedente. Questo segnale si dice $u\, V_1$ (= undisturbed voltage 1). Quando si applica un segnale ad un anello nello stato O, l'induzione passa da $-B_R$ a $-B_S$. Il segnale parassita, indotto durante questa lettura, è designato come $u\, V_z$ (undisturbed voltage 0). Si noti che $u\, V_z$ ha lo stesso segno di $u\, V_1$ (fig, 6-b). In pratica la

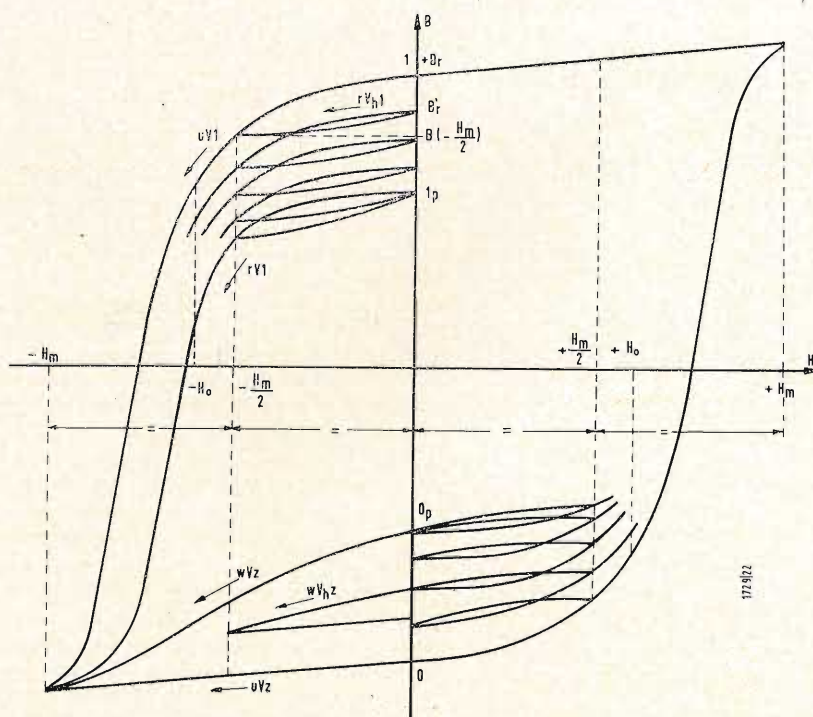



Tabella 3.

	6E1	6B1	6D3	6D5	6C1	6F1
d esterno (mm)	3,8	1,95	1,95	1,27	1,27	1,36
d interno (mm)	2,2	1,3	1,30	0,80	0,76	0,78
altezza h (mm)	1,5	0,58	0,58	0,38	0,28	0,30
i comando (mA)	347	450	740	365	500	1,176
t_s max (μS)	10	2,25	1,52	1,6	1,0	0,4

lettura e l'iscrizione sono comandate da impulsi di corrente di forma rettangolare e di durata superiore alla durata t_S della transizione. Il fronte anteriore di questo impulso produce, secondo lo stato iniziale dell'anello, il segnale $u\, V_1$ o $u\, V_z$, mentre il fronte posteriore fa nascere, indipendentemente dallo stato iniziale dell'anello, un segnale parassita simile a $u\, V_z$, ma di segno opposto, dovuto al passaggio dell'induzione da $-B_S$ a $-B_R$. Generalmente il ciclo degli anelli per memoria è minore e l'ampiezza degli impulsi di comando è regolata in modo da non superare i vertici del ciclo. La forma del segnale di risposta che si ottiene in questo caso è del tutto simile a quella dei segnali in esame.

Il rapporto $u\, V_1/u\, V_z$ tra i valori di cresta dei segnali di risposta utile e parassita dipende dal rapporto B_r/B_m fra l'induzione rimanente e l'induzione max, e dalle velocità di variazione del flusso nelle zone reversibili e irreversibili del ciclo. Per i comuni anelli di ferrite si ha 0,9 $< B_r/B_m <$ 0,97. Assumendo in media 0,95 il rapporto fra le variazioni totali di flusso producenti rispettivamente i segnali $u\, V_1$ e $u\, V_z$, rapporto che vale $2\, B_r/(B_m - B_r)$ vale 40. Quando la velocità di variazione del flusso è maggiore nella regione reversibile, che in quella irreversibile, il rapporto $u\, V_1/u\, V_z$ non supera 15 $u\, V_1$ è dell'ordine di 100 m V/spira. Le durate t_S di oscillazione degli anelli di ferrite possono scendere sotto 0,5 μsec. Tempi così bassi permettono la ripetizione delle letture e delle iscrizioni successive a una cadenza rapida e le velocità di funzionamento dei sistemi di memoria a ferrite possono in conseguenza essere alte.

La seguente Tabella 3 da alcune caratteristiche dimensionali ed elettriche per vari tipi di anelli.

Essendo gli anelli molto piccoli, il numero di amperspire necessarie alla transizione dello stato magnetico dell'anello, è ridotto a valori abbastanza piccoli, malgrado la forte retentiva del materiale. Ciò permette di utilizzare i tubi elettronici ed i transistor come elementi di comando e di ridurre al minimo il numero delle spire degli avvolgimenti di lettura e di iscrizione. Spesso gli avvolgimenti si riducono ad un solo filo, che attraversa l'anello, disposizione che supporremo implicitamente realizzata nei sistemi esaminati nel seguito.

2.2. - Principio di coincidenza delle correnti

I sistemi di memoria a ferrite sono costituiti da un grande numero di tori disposti secondo una matrice rettangolare (fig. 7). Per permettere la selezione di un anello qualunque della matrice, senza dover associare a ciascun anello un generatore di corrente di lettura e di iscrizione, si sfrutta *il principio di coincidenza delle correnti.*

La matrice comporta dei fili di selezione verticali S_x e orizzontali S_y. Gli anelli sono disposti ai punti di intersezione di questi fili, in modo che ciascun anello è attraversato da un filo S_x e da un filo S_y. Per leggere l'informazione memorizzata in un anello particolare di coordinate x_i y_j, si mandano contemporaneamente due impulsi di corrente di ampiezze eguali, nei due fili S_{xi} e S_{yj} incrociantisi nel punto considerato. L'ampiezza di questi impulsi è tale che il loro effetto cumulativo produce una f.m.m. sufficiente per provocare l'inversione della magnetizzazione dell'anello selezionato. Ciascun impulso, per sè solo, è insufficiente per superare la soglia di oscillazione. H_j degli altri anelli situati sulla stessa linea orizzontale S_{yj} e sulla stessa colonna verticale S_{xi} dell'anello considerato. Indicando con $i/2$ la corrente in ciascun filo di selezione supposto unico, si deve avere: $i/2\, l < H_0$, dove H_0 è la soglia di oscillazione propria del ciclo minore utilizzato, definito dal valore max del campo magnetico: $H_m = i/l$. Solo l'anello selezionato viene letto, mentre lo stato degli altri anelli della matrice non viene alterato.

Analogamente si procede per l'iscrizione. In questo modo gli anelli della matrice che sono principalmente destinati ad adempiere la funzione di memoria, partecipano anche alla funzione di selezione. L'economia discende dal fatto che bastano $m + n$ generatori di correnti di lettura e di iscrizione per una matrice comprendente $m \times n$ anelli di memoria.

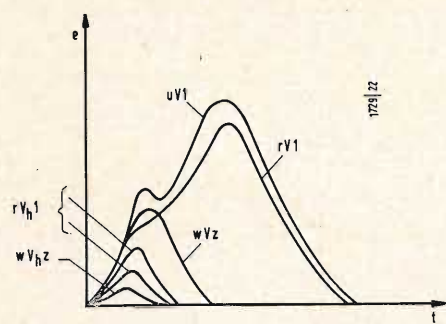



Fig. 9 - Famiglia di curve di risposta nel caso di segnali parassiti.

Fig. 10 - Posizione del valore ottimo della corrente di comando.

2.3. - I segnali parassiti.

Per poter combinare le funzioni di memoria e di selezione è indispensabile avere un ciclo d'isteresi rettangolare. Consideriamo un anello A sulla stessa colonna S_{xi}, o sulla stessa linea S_{yj} dell'anello A_{ij} da selezionare, sia l'anello A inizialmente nello stato 1. Quando l'anello è eccitato da un impulso di corrente $i/2$ nel senso della lettura, l'induzione passa da $+B_r$ al valore B ($-H_m/2$) corrispondente al campo $-H_m/2$ (fig. 8). Alla fine dell'impulso, essendo qui i fenomeni non esattamente reversibili, il materiale si stabilizza allo stato di induzione rimanente B'_r più debole di B_r più debole di B_r. Se, nelle letture successive, lo stesso anello A è eccitato da impulsi $i/2$ ripetuti, il punto di funzionamento si sposta progressivamente verso il basso e l'informazione contenuta nel toro arrischia di andar perduta. Il processo si arresta però rapidamente se il ciclo è prossimo alla forma rettangolare e se l'ampiezza degli impulsi di comando $i/2l$ è alquanto inferiore ad H_0. In questo caso il punto di lavoro non si abbassa più dopo 8 o 10 impulsi al massimo, quindi descrive un piccolo ciclo chiuso. Per un anello allo stato 0 perturbato da impulsi di iscrizione $i/2$, si verifica un analogo slittamento del punto di lavoro però verso l'alto questa volta. Queste azioni smagnetizzanti hanno dunque l'effetto di diminuire il valore assoluto dell'induzione rimanente corrispondente agli stati 0 e 1 dell'anello, e di portare quest'ultimo in nuovi stati detti stati 0 e 1 *perturbati* 0_p e 1_p in fig. 8). Ne consegue che il segnale utile (corrispondente al fronte anteriore dell'impulso di lettura) di un anello nello stato 1 perturbato è più debole di $u\,V_1$. Questo segnale è detto $r\,V_1$ (= read-disturbed voltage 1). (fig. 8 e 9).

Invece il segnale parassita che appare durante la lettura di un anello nello stato 0 perturbato è maggiore di $u\,V_z$. Questo segnale parassita è detto $w\,V_z$ (= write-disturbed voltage 0) (fig. 8 e 9). Inoltre si devono considerare anche i segnali parassiti prodotti dal fronte anteriore di un semimpulso di lettura o d'iscrizione:

1) i segnali che appaiono durante la semiletture successive di un anello inizialmente allo stato 1, o durante le semiiscrizioni successive di un anello inizialmente allo stato 0 (passaggio allo stato perturbato). L'ampiezza di questi segnali parassiti, che si designano con $r\,V_{h1}$, diminuisce coi segnali successivi. La maggior ampiezza compete al primo segnale parassita. Dopo 8 o 10 perturbazioni l'ampiezza del parassita diviene costante (fig. 8 e 9).

2) i segnali che appaiono durante le semi iscrizioni di un anello nello stato 1 (perturbato o no), o durante le semiletture di un anello nello stato 0 (perturbato o no). Questi parassiti sono detti $w\,V_hz$. La loro ampiezza è minore di quella dei segnali $r\,V_{h1}$ (fig. 8 o 9; in fig. 8 è rappresentato solo un esempio di semilettura di un anello nello stato 0 semiperturbato).

Variando l'intensità della corrente i, e quindi l'ampiezza del ciclo minore, $r\,\hat{V}_1$ aumenta all'aumentare di i, fino ad un massimo poi diminuisce, mentre $u\,\hat{V}_1$ continua a crescere con legge quasi lineare. Il segnale $w\,\hat{V}_z$ cresce leggermente fino al momento in cui $r\,\hat{V}_1$ raggiunge il suo massimo, poi aumenta più rapidamente (fig. 10). In conseguenza il rapporto $r\,\hat{V}_1/w\,\hat{V}_z$ passa per un max per un determinato valore i_{opt} della corrente di comando.

Completiamo la Tabella 3, con i valori di $r\,\hat{V}_1$ e di $w\,\hat{V}_z$ (Tabella 4).

I valori ora riportati tengono conto della dispersione delle caratteristiche degli anelli (circa 10%) e di una tolleranza del 10% sui valori della corrente di comando ($i = 0{,}9\, i_{nom}$) e su quella della corrente perturbatrice ($i\,d = 0{,}55\, i_{nom}$), per cui il rapporto $i\,d/i = 0{,}55/0{,}9 = 0{,}61$ invece di 0,5.

L'ampiezza di $r\,V_{h1}$ e di $w\,V_{hz}$ è solo, in generale, di qualche % del segnale utile $r\,\hat{V}_1$.

2.4. - Coefficiente di rettangolarità del ciclo d'isteresi.

Caratterizza la possibilità di impiego come elemento di memoria per un materiale magnetico ed è definito dal rapporto R_S:

$R_S = B\,(-H_m/2)/B_m$, cioè è il rapporto fra l'induzione B corrispondente al campo $-H_m/2$ e l'induzione B_m corrispondente al campo max H_m relativo al vertice del ciclo. R_S tiene conto della rettangolarità del ciclo nella regione del ripiegamento. $R_S = 1$ per un ciclo perfettamente rettangolare e in questo caso $r\,V_1 = u\,V_1$; $w\,V_z = u\,V_z = 0$. In pratica è $R_S < 1$ e dipende da H_m che determina l'ampiezza del ciclo minore scelto. Per un certo valore di H_m, R_S passa per un max compreso generalmente fra 0,8 e 0,9. Il ciclo minore determinato da questo valore ottimo di H_m è il ciclo più rettangolare, cui corrisponde il massimo del rapporto $r\,\hat{V}_1/w\,\hat{V}_z$.

Tabella 4.

	6E1	6B1	6D3	6D5	6C1	6F1
$r\,\hat{V}_{1\,min}$ (mV)	55	68	87	40	36	110
$w\,\hat{V}_{z\,max}$ (mV)	6	21	29	13	12	31
$\dfrac{r\,\hat{V}_{1\,min}}{w\,\hat{V}_{z\,max}}$	9,1	3,2	3	3,1	3	3,5

Fig. 11 - Memoria matriciale a selezione per coincidenza di correnti.

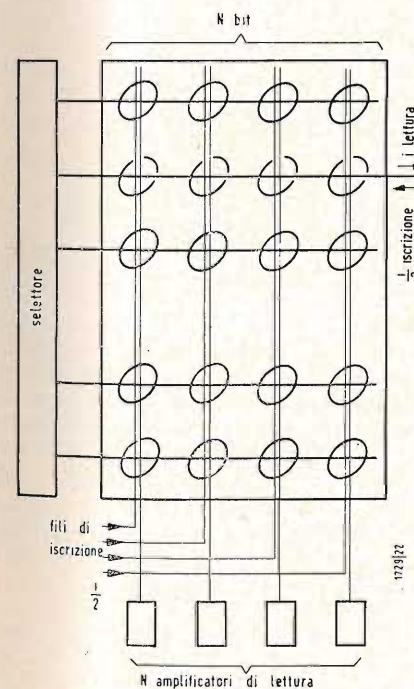



Fig. 12 - Memoria semplificata a selezione diretta.

3. - I SISTEMI DI MEMORIA MATRICIALI

Le memorie matriciali richiedono un ciclo d'isteresi rettangolare.

Qui si esaminano solo i due tipi principali a funzionamento parallelo: le memorie a selezione per coincidenza di correnti e le memorie a selezione diretta.

3.1. - Le memorie a selezione per coincidenza di correnti

Queste memorie comportano un certo numero di matrici bidimensionali analoghe a quelle precedentemente presentate (fig. 11). I fili di selezione S_{xi} e S_{yj} sono comuni a tutte le matrici, delle quali attraversano, in serie, le colonne omologhe X_i e le linee analoghe Y_j, rispettivamente. Questi fili sono connessi con un selettore x e un selettore y, che forniscono gli impulsi di corrente. Inoltre, ciascuna matrice bidimensionale è attraversata da un filo di uscita e da un filo di «bloccaggio».

Il filo di uscita serve a raccogliere i segnali di risposta degli anelli situati entro la matrice. Lanciando due impulsi di ampiezza $i/2$ nei fili S_{xi} e S_{yj} nel senso della lettura, si leggono simultaneamente in tutte le matrici gli anelli di uguali coordinate x_i y_j. L'insieme dei bit di informazione contenuti in questi anelli costituisce una «parola» e le coordinate x_i y_j formano l'«indirizzo» di questa parola.

Una memoria comprendente N piani di $m \times n$ anelli ha la capacità di $m \times n$ parole di N bit ciascuna. Il filo di bloccaggio si utilizza durante l'iscrizione. Per effettuare l'iscrizione di una parola a un dato indirizzo, i cui anelli si suppongono inizialmente allo stato 0, si inviano sui fili di selezione S_{xi} e S_{yj} corrispondenti all'indirizzo scelto, due impulsi $i/2$ nel senso dell'iscrizione, e un impulso $-i/2$ nel senso della lettura sui fili di bloccaggio delle matrici bidimensionali, dove si trovano gli anelli della parola, i cui bit devono avere il valore 0. Questo impulso di blocco riduce l'intensità risultante della corrente d'iscrizione a $i/2$ e lascia gli anelli corrispondenti nel loro stato iniziale 0.

Gli N segnali di risposta risultando dalla lettura di una parola appaiono in parallelo sugli N fili di uscita. Infatti, il segnale che si raccoglie sul filo di uscita di una matrice bidimensionale comporta, oltre al segnale $r\,V_1$ o $w\,V_z$ dell'anello selezionato, la somma di tutti i parassiti dovuti agli $m + n - 2$ anelli

Fig. 13 - Studio dell'effetto della corrente di polarizzazione.

Fig. 14 - Schemi elementari di circuiti logici ad anelli magnetici.

non selezionati posti sulla colonna x_i e sulla linea y_i. Questi anelli non selezionati inducono sul filo di uscita dei segnali $r V_h 1$ o $w V_h z$, secondo il loro stato. La somma di tutti questi parassiti rischia di mascherare completamente il segnale utile; ciò limita fortemente la capacità in parole della memoria. Bisogna quindi ridurre al massimo i parassiti; di qui la necessità di materiali a ciclo d'isteresi rettangolare.

Si possono ridurre assai i parassiti, anche interlacciando il filo di uscita attraverso tutti gli anelli della matrice. Il montaggio di questo filo è visibile in figura 11 seguendo le linee oblique a 45°; gli anelli della stessa linea orizzontale sono attraversati alternativamente nei due sensi; lo stesso avviene per gli anelli di una stessa colonna verticale.

Così i parassiti si compensano in gran parte. Una compensazione perfetta non è possibile. La discriminazione tra segnale utile e parassita si ottiene negli amplificatori di lettura, che sono direttamente collegati ai fili di uscita delle diverse matrici (fig. 11). Per fare questo si integra il segnale risultante; il parassita, che è più breve del segnale utile, non fornisce, a parità di valore di cresta, che un piccolo contributo al segnale integrato.

La rettangolarità delle ferriti correntemente disponibili permette la costruzione di matrici bidimensionali aventi la capacità di 64 × 64 = 4096 anelli, utili cioè per 4096 parole. Il passo tra le linee e le colonne adiacenti è di 2 mm. così tutti gli anelli sono contenuti in un quadrato avente appena 13 cm di lato. Per aumentare la capacità in parole si possono utilizzare in uno stesso piano, diverse matrici separate, collegate ad amplificatori di lettura distinti. Poichè la lettura di un anello è un'operazione distruttiva, bisogna reinscrivere l'informazione dopo la lettura di ciascuna parola. Si deve perciò disporre di una matrice intermedia, che conservi l'informazione nel tempo fra la lettura e la reinscrizione.

3.2. - Le memorie a selezione diretta

In queste memorie si utilizza una sola matrice bidimensionale (fig. 12). Gli anelli di una stessa linea orizzontale contengono gli N bit di una stessa parola. Il numero delle linee della matrice è uguale al numero delle parole contenute nella memoria, e il numero delle colonne è uguale al numero dei bit di ciascuna parola. Gli anelli di ciascuna parola sono attraversati dal «*filo di indirizzo*». Gli anelli di una stessa colonna sono attraversati dai fili verticali di uscita e di iscrizioni distinti per ciascuna colonna. Per leggere una parola di dato indirizzo, si invia nel corrispondente filo di indirizzo, un impulso di corrente di ampiezza sufficiente a provocare da solo il bilanciamento degli anelli nello stato 1. L'oscillazione di questi anelli induce segnali di risposta nei fili di uscita che li attraversano. Questi segnali comandano poi gli amplificatori di lettura, ai quali sono collegati i fili di uscita. Il selettore deve comportare una posizione distinta per ogni parola; esso è quindi più costoso che l'insieme dei due selettori del sistema precedente per coincidenza di correnti.

Il vantaggio del sistema a selezione diretta consiste nel fatto di non avere in esso la somma di parassiti dovuti ad anelli non selezionati, perchè su ciascun filo di uscita si trova un solo anello ricevente un impulso di lettura. La discriminazione tra segnale utile di risposta e parassita è molto facilitata e basta utilizzare amplificatori di lettura comportanti una soglia di sganciamento, che sia superiore al segnale parassita $w V_z$ massimo. Gli amplificatori possono ancora essere semplificati, perchè essi ricevono segnali di una sola polarità, mentre nel sistema precedente vi è l'inconveniente che gli anelli sono suddivisi in due gruppi formanti segnali di risposta di polarità opposte.

L'iscrizione e la reinscrizione dell'informazione dopo la lettura si effettuano sempre per coincidenza di correnti. Si procede così: si invia un impulso di iscrizione $i/2$ nel filo di indirizzo, cioè attraverso a tutti gli anelli di parola selezionati, e un secondo impulso $i/2$ nei fili verticali di iscrizione corrispondenti agli anelli, che devono essere posti nello stato 1. Lo stato degli anelli non

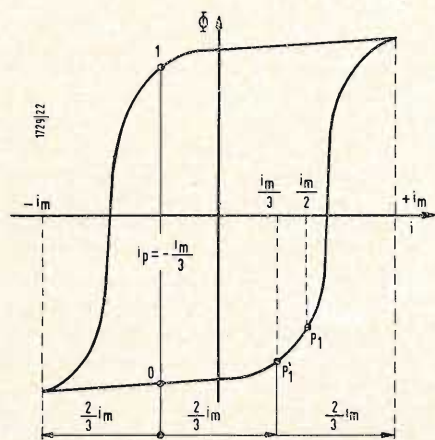
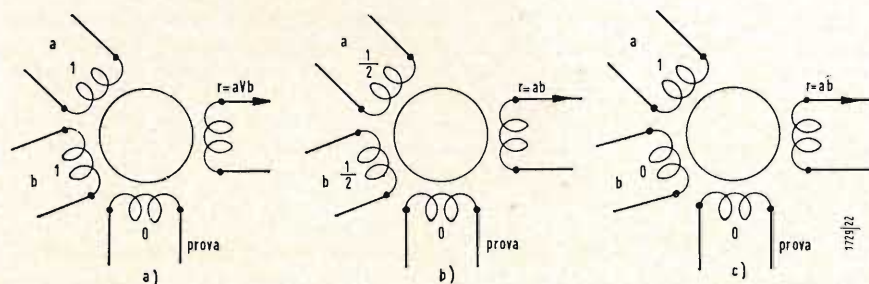



Tabella 5.

Segnale di comando		Segnale di risposta		
a	b	Riunione	Intersezione	Inibizione
1	0	1	0	1
0	1	1	0	0
1	1	1	1	0
0	0	0	0	0

è qui mai perturbato da correnti di semilettura; perciò si può migliorare il funzionamento per mezzo di una corrente detta di polarizzazione.

3.3. - La corrente di polarizzazione

È una corrente continua costante circolante in un filo che attraversa tutti gli anelli della matrice, nel senso di lettura in ciascun anello. Ciò ha per effetto di spostare in questo stesso senso i punti di lavoro statici rappresentanti gli stati 0 e 1, come indica la fig. 13, dove la caratteristica dell'anello è espressa in funzione di due variabili: flusso Φ e f.m.m.i. Generalmente si sceglie per questa corrente il valore di 1/3 della corrente max corrispondente al vertice del ciclo: $i_p = -(1/3)\, i_m$.

Per leggere un anello polarizzato da questa corrente, l'impulso di comando deve valere $(2/3)\, i_m$. Gli impulsi di iscrizione devono avere un'intensità $i/2$ tale che:

$2\, i/2 + i_p = i_m$, cioè essendo $i_p = -(1/3)\, i_m$, $i/2 = (2/3)\, i_m$

Così dunque un solo impulso di iscrizione fa passare il punto di lavoro di un anello nello stato 0 al punto P'_1 di ascissa:

$i_{p'1} = (2/3)\, i_m + i_p = (1/3)\, i_m$

Se non vi è corrente di polarizzazione, l'impulso di iscrizione $i_m/2$ fa passare il punto di lavoro in P_1 di ascissa $i_m/2$. I segnali parassiti risultano ridotti perchè P'_1 è più arretrato di P_1 sulla curva della caratteristica.

Dunque il sistema a selezione diretta richiede tolleranze meno strette, tanto per i valori di correnti di comando, quanto per le caratteristiche degli anelli il coefficiente di rettangolarità dei quali può essere meno alto.

Il selettore di una matrice di memoria deve assicurare l'accesso immediato a tutte le informazioni, qualunque sia il suo indirizzo, oppure deve funzionare in modo ciclico. In quest'ultimo caso, le informazioni memorizzate non sono accessibili che in un ordine ben determinato, corrispondente alle posizioni successive del selettore.

4. - I CIRCUITI LOGICI AD ANELLI MAGNETICI

I circuiti destinati alla selezione di informazioni devono svolgere diverse funzioni logiche, che possono sempre essere decomposte in un certo numero di funzioni elementari dell'algebra binaria. Occorrono circuiti standardizzati effettuanti operazioni elementari e costituiti da *anelli magnetici associati a transistor*. Considereremo ora le tre operazioni logiche elementari: la *riunione*, *l'intersezione* e *l'inibizione*.

Cominciamo con la *riunione* di due segnali di comando. Questa funzione si realizza con un anello avente due avvolgimenti tali che ciascuno degli impulsi a o b che li attraversa rispettivamente sia capace da solo di far passare l'anello dallo stato 0 allo stato 1. I due impulsi applicati di comando hanno identico effetto, il ciclo utilizzato nell'anello è quello maggiore. L'anello passa dunque nello stato 1 sotto l'effetto di ciascuno dei segnali di comando o della loro azione simultanea; esso rimane nello stato 0 se non si applica alcun impulso di comando. Lo stato dell'anello viene controllato in un istante successivo da un impulso di lettura, che riporta l'anello a 0 e che genera in un avvolgimento di uscita il segnale di risposta costituente il risultato dell'operazione di riunione che si designa con la notazione $r = a\, V_b$ (fig. 14-a).

Il senso e il valore della f.m.m. sviluppata dai diversi avvolgimenti sono rappresentati in fig. 14-a dalle cifre 1 o 0, dopo lo stato in cui gli impulsi fanno oscillare l'anello.

Per realizzare l'operazione di *intersezione* degli stessi due segnali a e b, gli avvolgimenti di comando sono tali che l'anello passa dallo stato 0 allo stato 1, quando i due segnali sono applicati contemporaneamente, ma rimane allo stato 0, quando ciascuno di questi due segnali agisce da solo (principio di coincidenza delle correnti).

In fig. 14-b gli avvolgimenti di comando sono indicati con l 2, il segnale di risposta è rappresentato da $r = ab$.

Infine l'operazione di *inibizione* consiste nell'impedire l'azione di un segnale a capace, da solo, di porre l'anello nello stato 1, per mezzo di un segnale b applicato contemporaneamente in una avvolgimento di senso opposto. Questa operazione corrisponde all'intersezione del segnale a e del complemento binario di b: $r = a\, \bar{b}$ (fig. 14-c).

La Tabella 4 riassume i segnali di risposta corrispondenti alle tre operazioni elementari, per diversi valori dei segnali di comando a e b.

4.1. - Circuito logico semplice

L'anello di un circuito logico comporta un certo numero di avvolgimenti di comando, che permettono di realizzare, a scelta, una delle tre funzioni elementari e diverse loro combinazioni.

Il circuito logico comporta, oltre all'anello e agli avvolgimenti, un transistor connesso all'avvolgimento di uscita in vista di amplificare i segnali di risposta dell'anello (fig. 15). Il transistor è montato in circuito con emettitore comune; la base è connessa ad un'estremo dell'avvolgimento di uscita, e l'emettitore è a massa. L'altro estremo dell'avvolgimento di uscita è collegato ad una tensione positiva $+ E_b$, così che allo stato di riposo la giunzione base-emettitore è bloccata (il transistor è del tipo p-n-p). Il collettore è allora percorso da una debole corrente di fuga, trascurabile. Il senso dell'avvolgimento di uscita è tale che quando l'anello passa dallo stato 0 allo stato 1, la tensione indotta rende la base ancora più positiva e blocca ulteriormente il transistor. Quando invece, l'anello oscilla tra lo stato 1 e lo stato 0, la tensione indotta abbassa il potenziale della base. Fintanto che questo potenziale resta positivo, cioè fintanto che il valore assoluto della tensione ai morsetti dell'avvolgimento di uscita resta inferiore ad E_b, questo avvolgimento è praticamente in circuito aperto.

Per $N_b \left| \frac{d\,\Phi}{d\,t} \right| > E_b$, la giunzione base-emettitore diviene passante e passa la corrente di base i_b. Fintanto che la

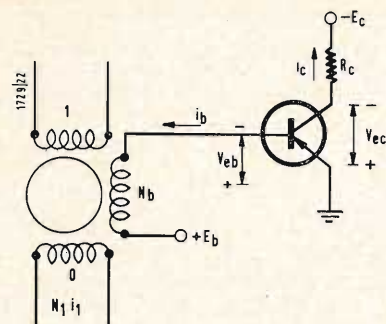



Fig. 15 - Esempio di circuito logico semplice.

giunzione è passante, la tensione V_{eb} ai suoi capi è piccola rispetto alla E_b e rimane sensibilmente costante, in modo che la tensione E ai capi dell'avvolgimento di uscita resta pure costante al valore $-(E_b + V_{eb})$. In questo intervallo si ha:

$$E = N_b \frac{d\,\Phi}{d\,t} = -(E_b + V_{eb}), \text{ ossia il}$$

flusso nell'anello varia linearmente in funzione del tempo. L'intervallo di tempo corrispondente alla durata della transizione (tempo di conduzione della giunzione) è:

$$\Delta t = \frac{N_b\,\Delta\,\Phi}{E_b + V_{eb}}$$

Esaminiamo ora le correnti di base i_b e di collettore i_c circolanti nel tempo $\Delta\,t$. La i_b nel tempo $\Delta\,t$ ha senso tale da opporsi alla corrente i_1 di lettura. Il campo magnetico risultante nell'anello vale:

$$H = -\frac{N_1\,i_1 - N_b\,i_b}{l} \qquad (12)$$

e per la relazione fondamentale:

$$H + H_0 = \frac{1}{f\,(B)}\;\frac{\Delta\,B}{\Delta\,t} \qquad (13)$$

(H è negativo, ma nella (13) ha il segno + perchè si tratta di una lettura). Come si vede dalla (13) H non dipende da $N_1\,i_1$, mentre la i_b è funzione di $N_1\,i_1$ come indica la (12). Si deve scegliere $N_1\,i_1$ in modo che il transistor sia sempre saturato, cioè che sia: $i_b > i_c/\alpha'$ essendo α' il guadagno di corrente; se è realizzata questa condizione la V_{ec} (fra collettore ed emettitore) diviene molto piccola. Se $-E_c$ è la tensione negativa di alimentazione del collettore, si ha:

$V_{ec} \ll E_c$, da cui

$$i_c = \frac{E_c - V_{ec}}{R_c} \cong \frac{E_c}{R_c}$$

dove R_c è la resistenza di carico del collettore. La i_c è dunque praticamente indipendente delle caratteristiche del transistore quando questo è saturato, e il suo valore può essere definito con precisione.

4.2. - Circuito logico a rigenerazione

Per il comando di circuiti logici occorre che i_c sia costante ad un valore conveniente per un tempo abbastanza lungo. Per la costanza si deve ricorrere ad un dispositivo di «*rigenerazione*». La durata dell'impulso di corrente di lettura t_0 deve essere almeno uguale a $\Delta\,t$. Si può dunque arrivare a che, a motivo della dispersione delle caratteristiche dell'anello e del transistor, la durata $\Delta\,t$ in cui i_c è costante in un dato circuito logico, sia insufficiente a far sì che l'impulso di corrente i_c così prodotto, possa far oscillare completamente l'anello di un altro circuito logico. Bisogna perciò rendere il circuito *rigenerativo* per mezzo di un avvolgimento di retroazione percorso dalla corrente di collettore (fig. 16); con esso, per provocare la transizione dell'anello, basta smorzare questa oscillazione con un breve impulso di comando i_1. Quando il transistor è conduttivo, la corrente di collettore contribuisce alla lettura e la f.m.m. prodotta da questa corrente è tale da potere, da sola, permettere la lettura dell'anello dopo che sia stata tolta la corrente di comando i_1. Così è possibile leggere un circuito logico con impulsi di comando ben più brevi della durata $\Delta\,t$ della i_c.

Siano i_{b1} e i_{b2} i valori della corrente di base rispettivamente durante la durata dell'impulso di comando e quando quest'ultimo non c'è più, se la velocità di variazione del flusso è piccola durante la transizione, il campo H si scosta poco da $-H_0$ e rimane quasi costante; così è anche per le correnti i_{b1} e i_{b2}, alla condizione che la corrente di collettore i_c rimanga costante per il tempo $\Delta\,t$ (fig. 17).

Trascurando la tensione V_{ec} e quella indotta nell'avvolgimento di collettore, per la saturazione del transistor dopo la scomparsa dell'impulso di comando, la corrente di collettore deve conservare la stessa ampiezza, di valore

$$i_c \cong \frac{E_c}{R_c}$$

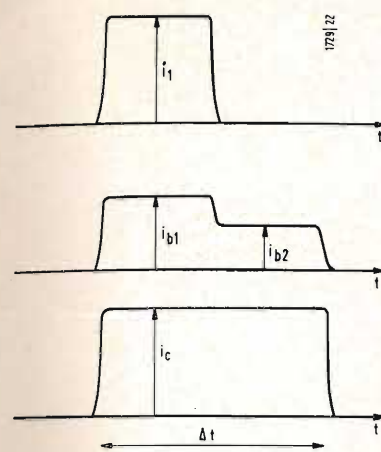



Fig. 17. - Forme d'onda di corrente nel circuito di fig. 16.

Fig. 19. - Forme d'onda di corrente nel circuito di fig. 18.

Fig. 20. - Treni di impulsi interlacciati.

Questo nuovo circuito non risponde ancora a tutte le esigenze. Infatti è spesso utile poter sopprimere un'iscrizione in un circuito logico, per mezzo di una lettura, senza sbloccare il transistor attraverso questa lettura. Se si disponesse semplicemente in serie col collettore un circuito porta che impedisse il passaggio della corrente i_c durante la lettura, l'assenza di rigenerazione potrebbe rendere impossibile l'oscillazione completa dell'anello per mezzo di un impulso di corrente fornito da un altro circuito logico ($\Delta\,t < t_c$). Perciò si utilizzano circuiti logici a due anelli (fig. 18). Il secondo anello porta un avvolgimento di polarizzazione N_p, percorso da una corrente permanente i_p, che satura questo anello nel senso dell'iscrizione. Gli avvolgimenti di base e di collettore circondano i due anelli nello stesso senso di prima, mentre il primo anello porta gli avvolgimenti di comando per la lettura e l'iscrizione. Si applichi al circuito di fig. 18 un impulso di lettura, che smorzi l'oscillazione dell'anello I. Durante questa oscillazione, la f.m.m. risultante nell'anello II, vale:

$$N_p\,i_p + N_b\,i_{b1} - N_c\,i_c$$

per tutta la durata del segnale di comando i_1, e

$$N_p\,i_p + N_b\,i_{b2} - N_c\,i_c,$$

quando il segnale è sparito.

Il termine costante $N_p\,i_p$ che compare in queste espressioni è scelto in modo tale che la f.m.m. risultante nel secondo sia insufficiente per farlo oscillare ugualmente, cioè che si abbia:

$$N_p\,i_p + N_b\,i_{b2} - N_c\,i_c > -H_0\,l$$

Dopo il tempo $\Delta\,t$ necessario per l'oscillazione del primo anello, la corrente di base scende sotto ib_2, mentre la i_c conserva lo stesso valore e il transistor resta saturato.

Per un certo valore i_{b3} della corrente di base, la soglia $-H_0$ viene superata per il scondo anello, e la sua transizione comincia da questo momento. Durante tale transizione la corrente di base vale:

$$N_b\,i_{b3} = N_c\,i_c - N_p\,i_p + H\,l$$

Poichè il transistor rimane sempre saturato, la i_c rimane invariata (fig. 19). La sua durata totale vale perciò $2\,\Delta\,t$, perchè i due anelli passano successivamente dallo stato 1 allo stato 0. Quando la i_c va a zero, il secondo anello è ritornato nello stato 1 dalla corrente di polarizzazione. La durata $2\,\Delta\,t$, durante la quale la i_c si mantiene costante, permette all'impulso di corrente prodotto da questo nuovo circuito, di operare l'oscillazione completa dell'anello I di un altro circuito dello stesso tipo, ma nel quale si sarà escluso il circuito di rigenerazione ($2\,\Delta\,t > t_c$). Un simile circuito logico, per velocità di circuiti non troppo grandi, può essere realizzato con due anelli 6 E_1 e un transistor OC77 che può dare impulsi di corrente di collettore di 200 mA.

Con $E_b = 2$ V si possono avere impulsi di corrente della durata di 20 μsec. Aggiungendo degli anelli supplementari collegati come l'anello II del circuito descritto sopra, si può aumentare tale durata fino a 40 μsec.

Si utilizzano anche circuiti speciali, senza anelli supplementari, e che danno impulsi di 10 μsec.

4.3. - Esempi di applicazioni

Generalmente i sistemi nei quali si usano questi circuiti logici comportano un *generatore centrale* (orologio), che genera impulsi, la frequenza dei quali definisce il ritmo fondamentale del sistema. Tali impulsi sbloccano direttamente, o indirettamente, il funzionamento dei circuiti logici. Essendo 20 μ sec la durata della fase attiva di questo funzionamento, la frequenza del ritmo fondamentale deve essere minore di 50 kHz per evitare l'accavallamento delle operazioni successive.

Frequentemente gli impulsi del generatore sono guidati per mezzo di circuiti logici su differenti vie, in modo da formare dei treni di impulsi intercalati $t_1, t_2, \ldots t_n$ (fig. 20).

Ecco come si ottengono questi impulsi: Il generatore centrale comporta un oscillatore O emittente impulsi alla frequenza, che definisce il ritmo fondamentale, e un contatore a circuiti logici. Questo contatore è costituito da un certo numero di stadi montati in serie; occorrono tanti stadi quanti sono i treni di impulsi interlacciati da emettere (fig. 21). L'uscita di ciascuno stadio del contatore è collegata alla via corrispondente ($t_1, t_2, \ldots t_n$), attraverso l'intermediario dell'avvolgimento d'iscrizione dello stadio successivo. L'ultimo stadio è collegato per mezzo dell'intermediario dell'avvolgimento d'iscrizione del primo stadio; il contatore forma così una rete chiusa. Gli avvolgimenti di lettura degli stadi sono disposti in serie e sono comandati simultaneamente dagli impulsi dell'oscillatore. La durata di questi impulsi è di 10 μ sec, mentre i circuiti logici forniscono impulsi di 20 μ sec, di larghezza. Allo stato di riposo tutti i circuiti logici del contatore si trovano nello stato 0. Per far comparire i treni di impulsi, basta mettere il primo stadio nello stato 1 per mezzo di un apposito avvolgimento. Il primo impulso dell'oscillatore, che segue la messa nello stato 1 del primo stadio, fa sbloccare questo stadio, e l'impulso di uscita così generato viene a sommarsi nel secondo stadio all'im-

Fig. 16 - Esempio di circuito logico a rigenerazione.

Fig. 18. - Esempio di circuito logico a doppio anello, nel quale il secondo anello porta un avvolgimento di polarizzazione percorso da una corrente permanente.

Fig. 21 - Circuito schematico per la generazione di impulsi interlacciati mediante un contatore a circuiti logici.

Fig. 22 - Selettore realizzato mediante contatore ciclico a circuiti logici.

pulso dell'oscillatore. Siccome questi impulsi circolano in sensi opposti, il loro effetto si annulla per il tempo di coesistenza. Ma da quando cessa l'impulso di 10 µ sec emesso dall'oscillatore, il secondo stadio viene portato nello stato 1 dalla fine dell'impulso di uscita del primo, la cui durata totale è di 20 µ sec. Quando questo impulso è terminato, il primo stadio si trova dunque nello stato 0, ed il secondo stadio nello stato 1.
Il contatore progredisce così di un passo ad ogni impulso dell'oscillatore. Data l'amplificazione al collettore del transistor di un circuito logico, ogni stadio del contatore è capace di comandare molti altri circuiti distribuiti, lungo la via corrispondente, nelle diverse sezioni del sistema, dove si effettuano, per es., le operazioni di calcolo o di controllo.
Per arrestare il contatore basta inviare in ciascuno stadio un impulso di lettura di 40 µ sec per es. Questo impulso sblocca lo stadio del contatore, che si trova nello stato 1, ma impedisce l'iscrizione nello stadio successivo. Un complesso analogo può servire come *registro* per memorizzare un'informazione comprendente molti bit, e per restituirla sotto forma sequenziale. In questo caso il contatore comporta tanti stadi quanti sono i bit da memorizzare, il valore del bit di ciascun rango essendo rappresentato dallo stato 1 o dallo stato 0 dello stadio corrispondente.
Gli impulsi di lettura applicati al registro degradano l'informazione passo, passo. I vari bit arrivano così successivamente all'ultimo stadio, la cui uscita restituisce l'informazione sotto la forma di un treno di impulsi.
Il contatore ciclico a circuiti logici può egualmente servire da selettore per il comando di matrici di memoria. Basta, per questo, inviare la corrente di uscita

di ciascuno stadio del contatore nel filo di selezione della matrice.
Per diminuire il numero dei circuiti logici per costituire un selettore, si sfruttano preferibilmente due contatori ciclici distinti:
l'uscita di ciascuno stadio di un primo contatore ciclico *A* è collegata a un circuito-porta costituito da un trasformatore e da un transistore (fig. 22). I collettori dei transistor di questi circuiti porta sono connessi insieme alla tensione di alimentazione — E_c.
Ogni emettitore di circuito porta è collegato all'uscita di ogni stadio del secondo contatore cilindrico *B* con l'intermediario di una matrice di diodi. Perciò il numero dei diodi è uguale al prodotto del numero degli stadi dei due contatori. In ognuno di questi ultimi, un solo circuito logico si trova nello stato 1. Impulsi di 10 µ sec di comando, applicati simultaneamente ai due contatori, li fanno avanzare passo-passo, in sincronismo. Ad ogni passo del primo contatore, il circuito porta, associato allo stadio che sblocca in questo contatore, diviene passante per la durata dell'impulso di uscita. Allo stesso istante, uno stadio del secondo contatore sblocca parimenti, e il suo impulso di uscita è convogliato da un diodo verso il circuito-porta, che è passante.
Impulsi di corrente attraversano dunque successivamente i diodi nell'ordine indicato dalla figura 22. Affinchè tutti i diodi siano utilizzati, i numeri degli stadi dei due contatori devono essere primi tra loro.
Per costituire, per mezzo di questo complesso, un selettore cilindrico di una matrice di memoria, basta collegare ciascun filo di selezione della matrice in serie con un diodo.
Il numero delle posizioni distinte di un simile selettore è uguale al prodotto dei numeri dei circuiti logici costituenti ognuno dei due contatori, mentre in un selettore costituito da un solo contatore, deve avere tanti circuiti logici, quante sono le posizioni.

5. - CONCLUSIONI

Concluderemo mettendo in evidenza alcuni vantaggi importanti degli anelli in ferrite rispetto ai dispositivi di memoria « *attivi* » contenenti rélais, tubi elettronici, o transistori montati come bilanciatori. Il mantenimento di questi anelli in uno dei loro stati stabili non richiede alcun consumo di energia. Essi permettono la fabbricazione di matrici di memoria di grande capacità, di piccolo ingombro, il loro funzionamento presenta un'elevatissima sicurezza, se si prendono sufficienti precauzioni per evitare le risposte parassite. Grazie alla piccola durata di transizione degli anelli in ferrite, i sistemi utilizzanti questi anelli possono essere a funzionamento rapido.
Infine i circuiti logici elementari costituiti con anelli in ferrite associati a transistor presentano una grande elasticità di utilizzazione. Essi possono essere impiegati tanto per il comando delle matrici di memoria, quanto per la costituzione di complessi logici completi destinati al trattamento di informazioni digitali. *A*

Fig. 23 - Matrice di memoria a 32 × 32 nuclei toroidali in ferrite.

dott. ing. Giuseppe Baldan

Antenne a dipoli a larga banda Rohde & Schwarz*

Antenna a circuito stampato per le frequenze da 450 a 2500 MHz.

Fig. 1 - Dipolo a doppio cono come antenna direzionale a larga banda e suo diagrmma di irradiazione per diversi rapporti fra l'altezza del cono e le lunghezza d'onda.

IN TEORIA si possono costruire antenne con qualsiasi larghezza di banda, facendo variare le dimensioni in modo inverso alla frequenza. Inoltre il diagramma di irradiazione e la resistenza di entrata di una antenna rimangono costanti se non si modificano le dimensioni relative alla lunghezza d'onda. Tali antenne si possono costruire con degli elementi che possono essere estesi quanto si vuole e che sono determinati solo dall'angolo di apertura. Un esempio è illustrato nella fig. 1 che rappresenta il diagramma di irradiazione di una antenna a dipoli a doppio cono.

La resistenza di entrata e il diagramma di irradiazione sono indipendenti dalla frequenza, perchè l'antenna accorciata è come se fosse praticamente illimitata e perchè sull'orlo della sfera di antenna non compare alcuna onda riflessa.

In pratica si hanno degli elementi di antenna grandi a piacere. Perciò si può sempre ottenere all'interno di una determinata banda di frequenza un comportamento indipendente dalla frequenza. Per quanto riguarda l'indipendenza dalla direzione si devono distinguere due sistemi. In uno gli elementi irradianti sono limitati da una spirale logaritmica. Queste antenne a spirale logaritmica possono essere del tipo piatto oppure del tipo a sfera. Nel secondo caso l'antenna è costituita da un collegamento in serie di elementi irradianti simili le cui proporzioni aumentano o diminuiscono periodicamente secondo una legge determinata. Anche in questo caso gli elementi possono essere disposti in un piano oppure nello spazio. In ogni caso una antenna piana ha un diagramma bilaterale, le antenne spaziali hanno invece un diagramma unilaterale.

In questi sistemi la periodicità si può definire con la grandezza τ che rappresenta il rapporto fra le dimensioni radiali di due elementi di antenna successivi. L'angolo massimo di apertura della struttura si indica con α, il minimo con β.

1. - L'ANTENNA LOGARITMO-PERIODICA

Il tipo fondamentale di antenna logaritmo-periodica è rappresentato dal dipolo piatto illustrato nella fig. 2.

In questa figura si sono indicati anche gli angoli α e β, più sopra definiti. Il periodo del dipolo piatto τ può avere un valore qualsiasi. Naturalmente dal valore di τ dipende la distanza tra i vari elementi della struttura. Normalmente τ è compreso fra 0,5 e 0,9. Un altro parametro che definisce la struttura è la grandezza σ la cui definizione è chiarita nella fig. 2. In teoria anche σ può avere un valore qualsiasi, in pratica però conviene fare in modo che σ sia uguale alla metà di τ. Quindi il raggio r_1, indicato nella fig. 2, rappresenta la media geometrica fra i raggi R_1 ed R_2. Una tale relazione vale naturalmente per qualsiasi terna di raggi.

L'antenna a dipoli periodico-logaritmica non deve essere necessariamente piatta, essa può anche essere montata come antenna a V. In questo caso il diagramma diventa unidirezionale. La direzione di massima trasmissione e ricezione corrisponde alla direzione verso la quale è rivolta la punta dell'antenna. Ciò fà differire questa antenna dalle normali antenne a V.

$\tau = \frac{R_{N+1}}{R_N} = 0,5 \quad \sigma = \frac{r_N}{R_N}$

Fig. 2 - Un esempio di antenna logaritmo-periodica: una antenna piena circolare.

Fig. 3 - Antenna logaritmo-periodica a filo.

In pratica non è necessario che gli elementi dell'antenna siano costituiti da superfici intere. Si possono infatti sostituire le superfici con i loro orli, ottenendo dei valori elettrici praticamente uguali. Una antenna a V di questo tipo è rappresentata nella fig. 3. L'angolo β, indicato nella fig. 2, ha una importanza secondaria. Di ciò si è tenuto conto nella fig. 3 nella quale si è annullato β. Con ciò si possono ottenere delle antenne molto semplici e quindi poco costose.

Queste semplificazioni portano ad un sistema di antenna molto facile da capire. Gli elementi attivi in una banda di frequenza si possono considerare irradiatori longitudinali come in una antenna Yagi. A questo scopo si deve ricordare che la fase e l'ampiezza delle correnti di antenna sono distribuite in modo che ogni gomito dà origine ad un diagramma diretto verso la punta. I due diagrammi dell'antenna a V hanno la stessa fase e quindi danno origine ad un diagramma somma.

Deve essere del resto chiaro che in tali rappresentazioni si compie sempre una approssimazione molto grossolana. Questa approssimazione porta sempre sia in pratica, sia nelle tecnica delle misure, alle antenne a dipolo logaritmo-periodiche.

2. - ANTENNE A DIPOLI LOGARITMO-PERIODICHE

Un tipo importante di antenne a dipoli è rappresentato nella fig. 4 che illustra una esecuzione logaritmo-periodica. Si riconosce infatti facilmente che la serie dei dipoli è disposta in progressione logaritmica. Tutti i dipoli della fig. 4 sono collegati ad una linea simmetrica L. Il punto di alimentazione della linea si trova in corrispondenza della punta del triangolo rappresentato dall'antenna, ossia nel punto all'attacco del dipolo più corto; la massima irradiazione è diretta come la punta del triangolo.

L'antenna è polarizzata linearmente in modo corrispondente alla posizione dei dipoli; il suo guadagno nella direzione di massima intensità dipende dall'angolo α e dal parametro τ. Al contrario di quel che succede negli altri casi, qui è abbastanza facile spiegare l'origine della direzionabilità della irradiazione. Le considerazioni seguenti si riferiscono all'impiego dell'antenna in trasmissione; naturalmente si potrebbe considerare allo stesso modo anche il caso della ricezione e si arriverrebbe alle stesse conclusioni, perchè la caratteristica di irradiazione e la resistenza di entrata di una antenna sono indipendenti dal fatto che l'antenna sia considerata in trasmissione od in ricezione (teoria della reciprocità).

Per spiegare il principio della direzionalità di questa antenna consideriamo la disposizione della fig. 5, costituita da due dipoli e da una linea incrociata di alimentazione degli stessi. Supponiamo che l'impedenza della linea sia adattata nei punti A e B, cioè che la resistenza del dipolo 2 sia uguale all'impedenza caratteristica della linea nel punto B e che la resistenza del dipolo 1 sia uguale all'impedenza caratteristica della linea nel punto A. In queste condizioni i due dipoli ricevono la stessa potenza.

Trascuriamo l'accoppiamento fra i due dipoli. Se si porta nel punto A della potenza in alta frequenza il dipolo 1 irradia uniformente dell'energia in tutte le direzioni del piano $x\,y$. Per semplificare le nostre considerazioni esaminiamo solo le due direzioni $+x$ e $-x$.

Il dipolo irradia in direzione $+x$ esattamente la stesse energia che in direzione $-x$. Mentre l'onda si allarga in direzione $+x$, dell'altra energia fluisce verso il punto B e viene irradiata in opposizione di fase dal dipolo r a causa dell'incrociamento della linea. Perciò le radiazioni dei dipoli 1 e 2 dirette verso $+x$ si eliminano; ciò significa che in questa direzione il diagrmma di irradiazione ha un punto di minimo.

Nella direzione $-x$ l'irradiazione del primo dipolo si compone con quella del secondo nel modo seguente.

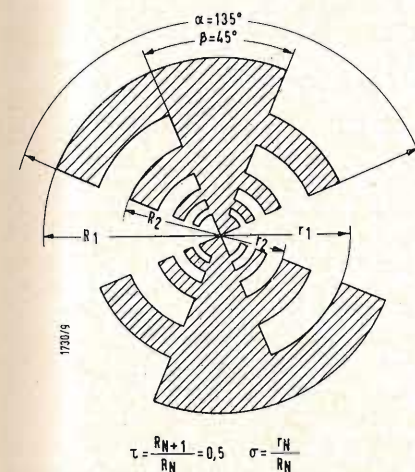
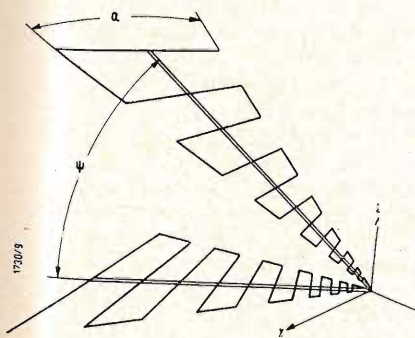
Si applichi nuovamente nel punto A una sorgente in alta frequenza; metà dell'energia viene irradiata dal dipolo 1. Mentre l'energia elettrica si propaga in direzione $-x$ l'altra metà dell'energia fluisce lungo la linea verso B e viene irradiata dal dipolo 2 con l'inversione di fase provocato dall'incrocio della linea. Questa onda elettrica si propaga in direzione $-x$ seguendo la prima.

L'angolo di spostamento delle due onde sinusoidali è dato da:

$$\varphi = \frac{360}{\lambda} \cdot 2a + 180^\circ$$

Le due onde si sommano dando origine ad una nuova onda sinusoidale. Il primo addendo della formula precedente rappresenta l'angolo φ_w che è dato dalla differenza di percorso $2a$. Esso può essere infatti calcolato in base alla relazione:

$$\frac{\varphi_w}{360} = \frac{2a}{\lambda}$$

La fig. 6 mostra la composizione vettoriale delle irradiazioni emesse dai dipoli 1 e 2. Si vede che anche con una piccola distanza a si ottiene un diagramma direzionale. Del resto a non deve essere più grande di un quarto della lunghezza d'onda, perchè altrimenti il massimo nella direzione $-x$ viene eliminato e si ottiene un prolungamento dell'irradiazione principale nelle

(*) Rielagorato da una memoria di R. Greif e F. Schenerecker, dei Laboratori di sviluppo e ricerca della Rohde & Schwarz di Monaco, apparsa su *Radio Mentor*, agosto, 1961, pag. 622.

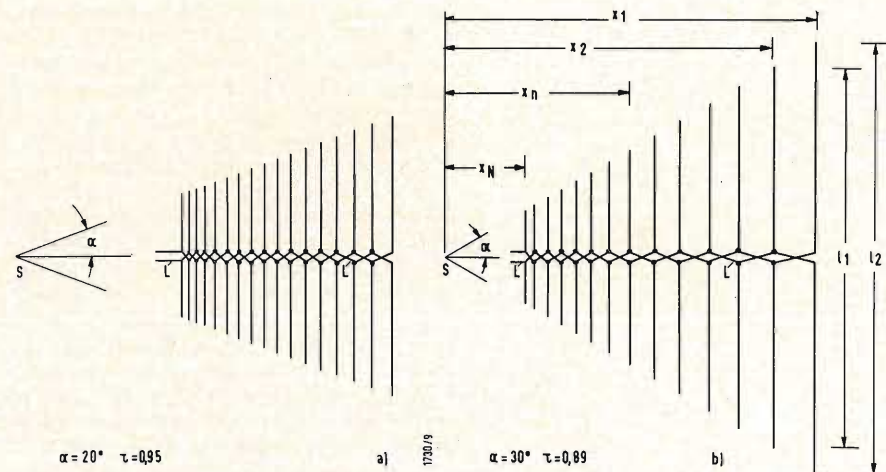



Fig. 4 - Antenna logaritmo-periodica a dipoli.

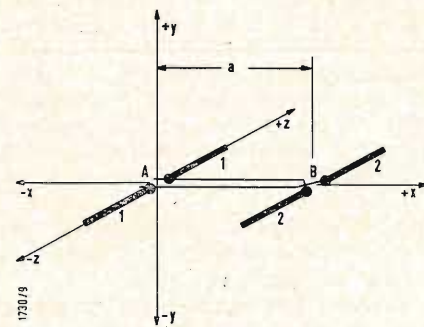



Fig. 5 - Come si spiega la direzionalità delle antenne logaritmo-periodiche a dipoli.

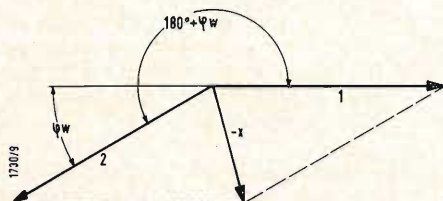



Fig. 6 - Composizione delle intensità di irradiazione dei dipoli 1 e 2 emesse in direzione $-x$.

direzioni adiacenti rispettivamente verso l'alto ed il basso.
Il diagramma di irradiazione dell'antenna della fig. 5 offre una notevole larghezza di banda, almeno se si riesce a fare in modo che il trasporto dell'energia ai due dipoli 1 e 2 avvenga sempre nel modo desiderato. Poiché al variare della frequenza, varia l'impedenza di entrata del dipolo, si possono ottenere delle ampie larghezze di banda solo con l'impiego di dipoli accorciati o molto corti oppure con l'impiego di una linea chiusa su una resistenza ohmica. In questo caso il rendimento è molto basso ed anche il guadagno è ridotto. Una larghezza di banda praticamente illimitata si ottiene solo con l'impiego del principio logaritmo-periodico, cioè con delle antenne simili a quelle delle fig. 4*a* e *b*. In queste antenne i vari irradiatori si comportano in modo simile a quello pocanzi descritto. La direzionalità si può aumentare, aumentando il numero dei dipoli, diminuendo l'angolo α, aumentando la superficie dell'antenna occupata con i dipoli. L'apporto offerto da ciascun dipolo alla irradiazione totale dipende dalla sua lunghezza. Esso è massimo quando la lunghezza del dipolo è uguale alla lunghezza d'onda oppure quando ne differisce di poco. In una antenna del tipo della fig. 4*a* si hanno più dipoli irradianti che non in una antenna del tipo della fig. 4*b*. La grandezza che definisce l'occupazione con dipoli è il rapporto fra le distanze di due dipoli adiacenti rispetto al vertice *S* dell'antenna:

$$\frac{X_{n+1}}{X_n} = \tau = \frac{l_{n+1}}{l_n}$$

La relazione fra il guadagno di antenna e le due grandezze α e τ si può osservare nella fig. 7. Per esempio, il guadagno dell'antenna 4*a* vale 6,5 dB e quello dell'antenna 4*b* vale 4,5 dB.
Ad una certa frequenza *f* si ha una certa condizione di risonanza dell'antenna che si sposta in avanti, esattamente di un elemento, quando la frequenza aumenta secondo il fattore $1/\tau$. L'elemento più lungo è fissato dalla frequenza più bassa, in quanto deve avere una lunghezza di circa 0,5 λ_{max}, il minimo elemento deve avere corrispondentemente una lunghezza di circa $1/3$ λ_{min}. All'aumentare della frequenza gli elementi di antenna che portano la massima corrente si spostano verso la punta dell'antenna, diventa quindi interessante l'influsso della estremità troncata che si ha a causa dell'interruzione brusca dell'antenna subito dopo il dipolo più lungo. In altre parole interessa la convergenza delle caratteristiche di antenna verso i valori che si otterrebbero con una antenna di dimensioni infinite. Ci si può rappresentare più chiaramente il problema se s'immagina l'antenna come un quadripolo e se si pensa di chiudere l'estremità posteriore con una resistenza corrispondente alla resistenza di entrata di una antenna infinita. Il rapporto fra l'energia irradiata e quella fornita, ossia il rendimento di irradiazione, tracciato in funzione della frequenza può dare un'idea della convergenza.
Si dimostra che se il dipolo massimo ha una lunghezza di 0,5 λ_{max} alla frequenza più bassa si riesce a trasmettere circa l'80% dell'energia in arrivo. Se si aumenta la frequenza aumenta lentamente anche il rendimento che si avvicina pian piano al 100%. Per frequenze più basse il rendimento decresce invece molto rapidamente. Per esempio per $l_1 = 0{,}4\lambda$ si ha un rendimento del 20%.
Si vede quindi che nella banda di frequenza nominale il rendimento è molto alto e che la resistenza di chiusura collegata all'estremità dell'antenna assorbe una energia minima. Perciò al suo posto si può trovare anche la linea aperta come nelle fig. 4*a* e 4*b*. In condizioni pratiche speciali si può usare una resistenza di chiusura per migliorare l'adattamento alle frequenze minime. Se si prolunga la linea oltre l'estremità dell'antenna si può cortocircuitarla senza influenzare in modo sensibile le caratteristiche dell'antenna. Nel punto di attacco del dipolo più esterno viene quindi applicata una impedenza determinata dalla lunghezza della linea e dalla sua impedenza caratteristica. Il ponte che cortocircuita all'estremità i due fili della linea potrebbe essere messo a terra per simmetria. Come è indicato nella fig. 8 si potrebbe collegare in questo punto un cavo di alimentazione asimmetrico senza disturbare la simmetria dell'antenna. Poi non è più necessaria nessun'altra simmetrizzazione. Come si vede nella fig. 8 il cavo è utilizzato per due scopi diversi:
1) il conduttore interno porta la corrente di alimentazione fino alla punta dell'antenna.
2) il conduttore esterno si comporta come uno dei due fili di una linea simmetrica ed ad esso vengono collegati i dipoli.
Per evitare di dovere incrociare frequentemente la linea al fine di ottenere l'inversione di fase si preferisce collegare alternativamente gli elementi ai due conduttori come è schematicamente rappresentato nella fig. 8. La resistenza in entrata dell'antenna nel punto di alimentazione dipende dalle grandezze α e τ, che possono essere scelte in modo da renderla uguale a 60 Ω. In questo modo non sono più necessarie ulteriori trasformazioni; infatti l'impedenza caratteristica dei cavi di alimentazione vale 60 Ω (in qualche caso 50 Ω).
Le dimensioni principali di una antenna logaritmo-periodica a dipolo sono determinate dalle frequenze estreme e da α e τ. Queste ultime due grandezze definiscono il diagramma di irradiazione e il guadagno. Nonostante siano così fissate tutte le grandezze fondamentali delle antenne, le varie esecuzioni si differenziano in modo considerevole nella realizzazione meccanica. Infatti, a causa delle diverse dimensioni, una antenna per onde corte verrà realizzata in modo completamente diverso da una antenna VHF o UHF. Un esempio interessante è indicato nella figura di pagina 544 che rappresenta una antenna logaritmo-periodica per misura e controllo realizzata con la tecnica dei circuiti stampati; la banda di frequenza va da 540 MHz a 2500 MHz. Le piastre con il circuito stampato vengono racchiuse da una apposita custodia che serve anche come protezione contro le intemperie.
La fig. 9 rappresenta una antenna che copre la banda da 100 a 1000 MHz e che serve pure per scopi di misura e di controllo.

A

Fig. 9 - Antenna logaritmo-periodica per la banda di frequenza da 100 MHz a 1000 MHz.

Fig. 7 - Relazione fra guadagno ed angolo di apertura in una antenna logaritmo-periodica a dipoli.

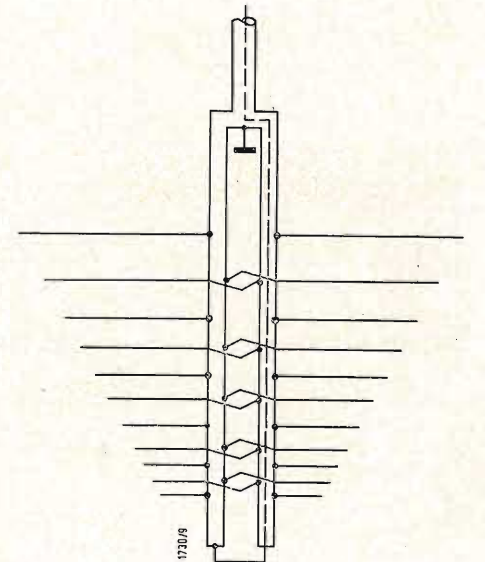
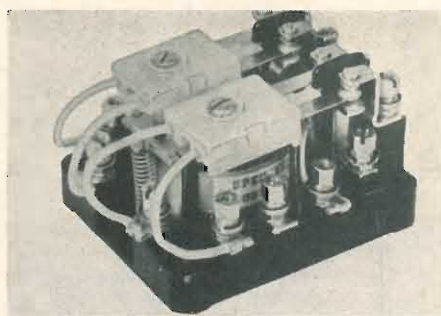



Fig. 8 - Antenna logartimo-periodica a dipoli senza linea di alimentazione incrociata, alimentata con un cavo assimmetrico.

Un relè di tipo industriale resistente in modo particolare a vibrazioni, in grado di lavorare in ambienti tropicali, protetto contro le corrosioni è stato recentemente annunciato dalla WARD LEONARD ELECTRICAL Co. Tensione di eccitazione: 115 V c.c. oppure 230 V c.a.; capacità di rottura: 4 circuiti fino a 10 A.

Tra 10 anni 2000 tonnellate di cesio per i motori a ioni.

Uno dei protagonisti del lancio del primo satellite artificiale americano, il d Ernst Stuhlinger, attualmente capo della Divisione Studi presso il Centro « Georg C. Marshall » di Volo Spaziale del NASA (Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale ha preannunciato per il 1970 un fabbisogno di cesio di oltre 2 milioni di chili, so tanto per l'impiego negli apparati propulsivi a ioni delle astronavi.

Partendo dal presupposto che nel 1962 avranno inizio i primi collaudi in volo d motori spaziali a ioni, il dr. Stuhlinger ha previsto i seguenti fabbisogni di ces sino al 1970: 225 chili (1962); 1.800 chili (1963); 10.000 chili (1964); 500 tonnella l'anno (dal 1965 al 1969 compreso); 2.000 tonnellate (1970).

L'insigne scienziato del Centro « Marshall » ha ricordato che il cesio, sino dalla s scoperta che risale a un centinaio di anni fa, è uscito gradatamente dalla condizio di curiosità scientifica con limitate applicazioni pratiche per divenire sempre p una materiale-chiave in diversi capi.

« Le caratteristiche fisiche del cesio ed altri alcali — ha detto Stuhlinger — re dono questi metalli adatti ad applicazioni industriali, mediche e spaziali. L'im piego di questo metallo potrà essere associato ai primi passi della televisione. F adoperato in applicazioni infrarosse durante la guerra ed è stato utilizzato n campi della medicina, degli orologi atomici, dell'energia elettronucleare, dei co vertitori termoionici, delle ceramiche e della metallurgia.

« In epoca più recente, con l'avvento dell'era spaziale, un nuovo sistema di pr pulsione che si avvale di cesio facilmente ionizzabile fornisce un nuovo cam esteso di applicazione del materiale a fini tecnologici ».

Un chilo di cesio in un propulsore a ioni permetterà ad un veicolo spaziale di c prire una distanza 140 volte superiore a quella che è raggiungibile con un identi quantità di propellenti chimici.

Nel motore a ioni, il cesio viene vaporizzato in una caldaia e quindi diffuso attr verso una speciale lamiera porosa di tungsteno debitamente riscaldata. Duran l'operazione, gli atomi di cesio diventano ioni dotati di carica per effetto de cattura di elettroni da parte del tungsteno. Gli ioni positivi sono accelerati ad u velocità di circa 480.000 chilometri all'ora da un campo elettrico e quindi scarica attraverso un ugello. (*u.s*

La refrigerazione mediante effetto Peltier

Sono ora in corso anche in Gran Bretagna alcune interessanti ricerche relativ mente ad un sistema termoelettrico di refrigerazione basato sull'effetto di Peltie per il quale il passaggio di una corrente elettrica in una determinata direzione a traverso certe sostanze produce calore ma, se la corrente viene invertita, prod ce un considerevole abbassamento di temperatura. Questo sistema viene già in piegato per il raffreddamento delle apparecchiature elettroniche dei satelliti a tificiali; alla recente Mostra nazionale della radio e della televisione a Londr con lo stesso sistema si sono prodotti dei dolci ghiacciati. Si ritiene che esso pot esser presto applicato ai frigoriferi per uso domestico. (*u.b*

Il coordinamento dell'informazione e della documentazione scientific tecnica in Italia

Nei giorni 16 e 23 ottobre u.s., si è riunita presso il Comitato nazionale per la pr duttività la Commissione per il coordinamento dei programmi d'informazione documentazione scientifico-tecnica.

Erano presenti i rappresentanti del Ministero industria e commercio, Pubbli Istruzione, Lavoro e Previdenza Sociale, della Confindustria, del C.N.R., de U.I.L., del Centro nazionale sussidi audio-visivi e dell'Istituto per la cinemat grafia educativa, scientifica e sociale ed il rappresentante del delegato italiano Comitato ricerca scientifica dell'O.E.C.E.

La Commissione ha definito il proprio programma di lavoro indirizzandolo su due seguenti principali attività:

1) curare la formazione professionale del personale addetto a qualsiasi organo documentazione e informazione scientifico-tecnica;

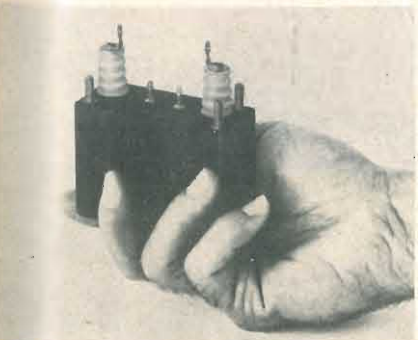
a) agevolando la conoscenza dei metodi e delle tecniche atte alla ricerca e raccol all'analisi e selezione, alla riproduzione, diffusione e utilizzazione delle informaz ni scientifiche e tecniche, favorendo la pubblicazione di cataloghi (di periodici, microcopie e di traduzioni) e di manuali di istruzione professionale; b) favoren l'addestramento e l'aggiornamento del suddetto personale mediante corsi di lezi ni, cicli di conferenze, proiezioni di films didattici, visite ad Enti di informazio

2) Attivare la collaborazione su piano nazionale di Organi che partecipano, dir tamente o indirettamente, alla elaborazione e alla diffusione delle informazio scientifiche e tecniche: facilitando accordi tra Organi similari mediante conveg nazionali e di categoria, atti altresì a portare in evidenza i problemi e gli aspetti p urgenti da affrontare nel campo dell'informazione scientifica e tecnica.

Nel quadro della predetta attività è stato fissato il programma per il 2° Conveg nazionale sui problemi della documentazione e dell'informazione scientifico-te nica che dovrà tenersi nella seconda quindicina del gennaio 1962 e del 6° Corso addestramento su « La documentazione e la informazione scientifico-tecnica

Nella serie di apparecchiature presentate sotto forma di scatole di montaggio, la EICO ha messo in distribuzione un ricetrasmettitore per la « citizens band ». Esso può essere fornito in più modelli, per alimentazione da batteria a 6 o 12 V oppure da rete a 117 V.

La HEWLETT-PACKARD Co. presenta un amplificatore ad alto gundagno per uso con gli oscilloscopi 160 B e 170 A. Si tratta del modello 162 D con sensibilità massima di 5mV/cm. In unione all'oscilloscopio 170 A presenta un tempo di salita inferiore ai 10 nanosecondi.

Un nuovo amperometro a pinza capace di misurare correnti continue tra 0,3 mA e 10 A senza necessità di interrompere il circuito sotto controllo e senza caricare lo stesso viene a sostituire il già noto modello 428. Si tratta della versione 428 B che la HEWLETT-PACKARD ha presentato a metà agosto 1961.

La ARNOLD MAGNETICS Co. annuncia una serie di invertitori statici impregnati in olio atti a fornire, a bassi livelli energetici, tensioni fino a 10 kV. Partendo da una tensione di 28 V c.c. con rendimenti variabili tra il 50 e il 30 %, gli invertitori sono progettati in una serie capace di erogare da 500 V a 10 kV in condizioni particolarmente severe, secondo le norme MIL-E-5272B.

È stato altresì costituito il Gruppo di lavoro per lo studio dell'impiego dei mezzi audio-visivi e dei programmi connessi composto dai rappresentanti del: Ministero del Lavoro; della Confindustria; del Centro nazionale sussidi audio-visivi; dell'Istituto per la cinematografia educativa, scientifica e sociale e del C.N.R.

Il Gruppo di lavoro ha iniziato la propria attività ai primi di novembre. (*i.s.*)

Nuove leghe RCA per trasformare calore in elettricità

La RADIO CORPORATION OF AMERICA annuncia di aver realizzato leghe metalliche che permettono di trasformare calore in energia elettrica con un rendimento che si avvicina a quello dei motori a scoppio.

Il problema della termo-elettricità è allo studio già da vari decenni, fin da quando si scoprì che una corrente elettrica viene prodotta quando due strisce di differenti metalli vengono congiunte ad una estremità e questa viene riscaldata. L'inconveniente stava nel fatto che l'energia termica necessaria era eccessiva rispetto a quella elettrica in tal modo generata.

Il dott. James Hiller della RCA ha dichiarato ora che una lega di germanio e di silicio, usata come « sandwich » con altre leghe metalliche, ha mostrato di poter resistere ad altissime temperature, e trasformando il calore in energia elettrica con un rendimento di oltre il quindici per cento. Il rendimento dei motori a scoppio di automobile è del venti per cento.

Il nuovo generatore termoelettrico — ha detto lo scienziato della RCA — potrà servire sia per usi domestici che per usi scientifici, in particolare per i nuovi veicoli spaziali. (*v.o.*)

Buone prospettive per gli strumenti scientifici britannici

I delegati dell'Associazione dei Fabbricanti Britannici di Strumenti Scientifici, che nei giorni scorsi visitarono Milano e altri centri industriali, dopo il ritorno in Inghilterra hanno fatto conoscere le conclusioni del loro viaggio.

L'impressione generale, dopo dieci giorni di visite e incontri, è che il mercato italiano offra vaste possibilità mentre non risulta al presente sfruttato appieno dalle industrie britanniche del settore.

L'Associazione intende ora incoraggiare i suoi membri ad interessarsi maggiormente al mercato italiano e soprattutto a migliorare i mezzi pubblicitari ed i servizi di manutenzione.

La delegazione britannica ha manifestato la sua sodisfazione per le accoglienze ricevute e per l'interesse che gli industriali italiani hanno dimostrato nei confronti dei prodotti britannici. (*v.o.*)

Cervello elettronico britannico giunto in Italia

Per essere esposta alla VI mostra sull'automazione e strumentazione, inauguratasi il 7 novembre a Milano, è arrivata in Italia, proveniente da Mosca, la mastodontica carovana SOLARTRON che ha già presentato in tutte le principali città europee, anche d'oltre cortina, i prototipi delle più recenti apparecchiature britanniche interessanti il campo dell'elettronica.

Questa insolita carovana trasporta non solo una sala di esposizione con una vasta gamma di strumenti prodotti dalla SOLARTRON — uno dei più grandi complessi mondiali specializzati in apparecchi elettronici — tra cui un datalogger, un cervello elettronico, dei simulatori radar ed uno spettrometro a raggi X, ma anche due letti, una sala da pranzo, una cucina e un bagno usati dai tecnici inglesi che hanno percorso con la carovana circa 30.000 km.

Il datalogger è un apparato per il controllo continuo ed istantaneo di temperatura, pressione, flusso etc. in raffinerie petrolifere e chimiche.

Tra le più notevoli e recenti altre applicazioni del datalogger SOLARTRON vi è l'impiego di un simile apparato per la progettazione dell'aereo supersonico Bristol che attraverserà l'Atlantico (sul percorso Londra-New York) in meno di due ore e i calcoli per il gigantesco radiotelescopio di Jodrell Bank, l'unico che ha captato i segnali del satellite russo lanciato verso Venere.

La calcolatrice analogica serve soprattutto per ricerche scientifiche.

Essa rappresenta una data realtà sostituendo gli elementi fisici con componenti elettroniche. Per lo studio, ad esempio, del comportamento delle sospensioni di una automobile su diversi fondi stradali, l'impiego del cervello elettronico elimina lunghe e costose prove su strada che hanno inoltre lo svantaggio di fornire dati solo a distanza di tempo.

Il simulatore di radar riproduce invece le più svariate interferenze naturali ed artificiali in modo da offrire all'operatore le più vaste possibilità di istruzione ed addestramento. Lo strumento può simulare velivoli, razzi attaccanti e perfino velivoli muniti di generatori per il bloccaggio dei radar nemici.

Per i radar impiegati in marina, oltre al naviglio di superficie e a quello subacqueo, possono essere simulati persino i movimenti delle maree.

Hanno completato la rassegna mobile britannica diversi tipi di servomeccanismi, il cuore di qualunque moderno sistema di controllo automatico che come tutti gli apparati elettronici impiegati nelle ricerche scientifiche e nel controllo delle fasi produttive industriali, consente soprattutto un risparmio di costi ed una maggior esattezza delle esperienze e dei dati. (*s.b.*)

dott. ing. Ferruccio Bebber

Come la BBC ottiene la qualità dell'immagine televisiva*

Dietro alle scene delle trasmissioni televisive giornagliere della BBC, nei laboratori, studi e stazioni trasmettenti si svolge una costante attività per produrre e mantenere la qualità dell'immagine ad uno dei livelli più elevati nel mondo.

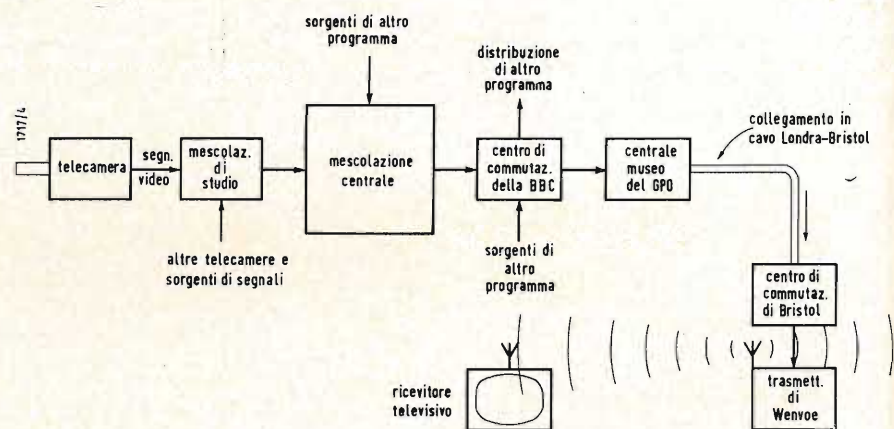



Fig. 1 - Diagramma semplificato di un tipico collegamento televisivo della BBC, tra lo studio di Londra e il trasmettitore di Wenvoe.

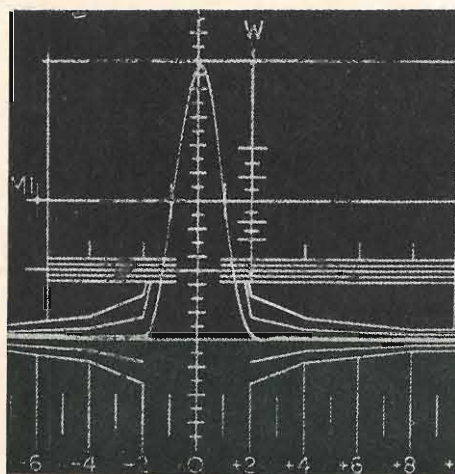



Fig. 2 - Impulso sinusoidale, usato per valutare la quantità della distorsione di frequenza introdotta da un impianto, con una maschera di controllo sovrapposta.

La qualità dell'immagine televisiva è difficile da definire tanti sono i fattori interessati, ed è altrettanto difficile in pratica valutarla quantitativamente. Per questo motivo da anni si compiono sforzi notevoli, diretti a ottenere una chiara comprensione della qualità dell'immagine in termini di accettabilità da parte dello spettatore ed a sviluppare metodi per la sua misura e controllo.

Gran parte di questo lavoro è stato effettuato dalla Sezione Progetti della BBC in stretto collegamento con la nota Sezione Ricerche dello stesso Ente a Kingswood Warren e anche con i tecnici del « General Post Office », poichè essi sono responsabili di molti tronchi in cavo e a ponte radio, usati per collegare la rete nazionale di studi e trasmettitori della BBC.

I fattori che maggiormente influenzano la qualità dell'immagine televisiva possono essere suddivisi, a scopo di misura e di unificazione, in tre categorie principali: 1) distorsione di frequenza, 2) distorsione di ampiezza, e 3) rumore casuale.

1. - DISTORSIONE DI FREQUENZA

L'uscita di un apparecchio televisivo di ripresa è costituita da una forma d'onda di tensione, in cui la tensione è proporzionale all'intensità luminosa dei punti dell'oggetto analizzato. Poichè è questa forma d'onda di tensione che deve alla fine produrre un segnale visibile sul tubo a raggi catodici ricevente, essa deve essere mantenuta nella sua forma più pura, se si vuole ottenere una elevata qualità dell'immagine finale.

Se la tensione di uscita del tubo della telecamera dopo una opportuna trasformazione potesse essere immessa direttamente nel ricevitore televisivo, vi sarebbe appena qualche problema. Nella pratica invece tra la telecamera e il ricevitore televisivo vi sono lo stesso trasmettitore e molti altri dispositivi e mezzi di collegamento. È in questi stadi intermedi che la distorsione aumenta inevitabilmente, a meno che non si compiano notevoli sforzi per assicurare una fedele riproduzione della tensione di entrata all'uscita di ogni stadio. Alla cura per questi particolari tecnici è dovuto il fatto che la BBC si sia guadagnata una reputazione di eccellenza nel mondo per qualità e sicurezza.

Benchè le apparecchiature televisive di ogni stadio di collegamento debbano essere sottoposte a prove e controlli sistematici e giornalieri, il lavoro da svolgere per mantenere a livello elevato e costante la qualità dell'immagine non consiste solo in questo. Le trasmissioni

(*) Rielaborato in esclusiva per l'Italia da un articolo di *Engineering*, maggio 1961, pagg. 678 e 679.

televisive stanno diventando sempre più complesse per l'attività crescente nei collegamenti nazionali e internazionali e per altri fattori che elevano la quantità e la complessità delle sezioni di collegamento tra la camera di ripresa e il ricevitore. Deve essere perciò effettuato un lavoro costante di ricerca e di sviluppo per mantenere e se possibile per migliorare il livello di fedeltà nella ripetizione dei segnali che rappresentano l'immagine ripresa dalle telecamere.

A questo scopo gli sforzi della Sezione Progetti si sono rivolti su due problemi principali allo scopo di: 1) giungere a una accurata definizione delle distorsioni della forma d'onda in termini di limiti di accettabilità da parte dello spettatore e 2) di creare i mezzi per misurare tale distorsione quantitativamente e velocemente.

La distorsione di frequenza introdotta nel segnale video da ognuno dei complessi mezzi di trasmissione, attraverso i quali esso deve viaggiare, può essere valutata misurando i parametri elettrici dei circuiti (le caratteristiche ampiezza-frequenza e fase-frequenza). Questo genere di procedimento, benchè ancora usato occasionalmente, è piuttosto laborioso e dalle misure ottenute è difficile ricavare il grado di deformazione dell'immagine vista dallo spettatore.

Poichè il segnale televisivo è costituito da una forma d'onda, sembra logico che debba essere impiegato una qualche sorta di forma d'onda per provare le apparecchiature che operano sul segnale. Inoltre, impiegando una tecnica di controllo di una forma d'onda, è possibile decidere sui limiti di distorsione direttamente in termini di alterazione dell'immagine. La difficoltà finora incontrata con questo tipo di misura è consistita soprattutto nell'eseguire una scelta opportuna del segnale di prova. Ovviamente il segnale deve essere di conformazione atta a rappresentare le caratteristiche importanti di un tipico segnale televisivi. Inoltre deve essere un segnale che possa essere accuratamente riprodotto entro limiti molto ristretti, cosicchè si possa valutare la quantità di distorsione anche se la forma d'onda originale indistorta non è disponibile al punto dove si esegue la misura.

Gran parte di merito per lo sviluppo della forma d'onda di prova, che è ora in uso ed è nota come « una sbarra e un impulso squadrato sinusoidale », è dovuto ai ricercatori del « General Post Office ». La BBC, che ha ora adottato questo tipo di segnale di prova, ha compiuto per conto proprio un considerevole lavoro di prova e di sviluppo per assicurare che il segnale si adegui alle necessità del lavoro da svolgere di giorno in giorno; speciali apparecchi sono stati progettati per generare il segnale e misurarne la distorsione.

Le esigenze di accuratezza della forma d'onda generata e l'alta stabilità che essa deve mantenere sono tali, che lo sviluppo di apparecchiature adatte ha occupato molti tecnici specializzati nei diversi aspetti fondamentali della tecnica dei circuiti. I risultati ottenuti hanno avuto successo e parecchie organizzazioni li hanno utilizzati per i dati di fabbricazione. Come è costume della BBC i risultati sono stati dati liberamente nella maggior parte dei casi.

Il segnale a impulso sinusoidale squadrato e a sbarra, consiste, come implica il suo nome, in un impulso stretto (un'onda sinusoidale squadrata) e in una lunga sbarra piatta, con passaggi molto accurati. Questi due componenti rappresentano rispettivamente una zona molto stretta (un singolo elemento d'immagine) e un'area comparativa larga di tono uniforme, e possono essere considerati come i componenti fondamentali, con i quali si forma una immagine televisiva completa.

Un ulteriore vantaggio di questa forma d'onda è che la sua larghezza di banda di trasmissione non ha bisogno di essere più grande di quella di un segnale video (3MHz), cosicchè nessuna informazione estranea al canale viene inclusa nella forma d'onda di prova. Con una forma d'onda così accuratamente definita è possibile impiegare un oscilloscopio a raggi catodici per misurare la distorsione di frequenza, introdotta da una qualunque sezione o da altre parti di apparecchiature. Sopra lo schermo dell'oscilloscopio si dispone una maschera rappresentante la forma d'onda originale, cosicchè è cosa semplice valutare la quantità di distorsione presente nella forma d'onda controllata. In questo modo al circuito sotto prova può essere attribuito un fattore di deviazione corrispondente alla distorsione introdotta nel segnale di prova e al grado di deformazione dell'immagine finale.

In figura 2 si può vedere la fotografia di un impulso sinusoidale squadrato con una maschera sovrapposta, la cui complessità deriva dal fatto che nell'impulso possono essere presenti parecchie distorsioni, quali variazioni in ampiezza e in larghezza, « overshoot » ecc.

Il valore di riferimento per il fattore di deviazione corrisponde alla massima deviazione da una riproduzione perfetta. L'impulso sinusoidale squadrato è impiegato per controllare il grado di linearità delle apparecchiature verso l'estremità superiore della gamma di frequenze, cioè 3 MHz nel sistema inglese. Il segnale sbarra, che consiste in una sbarra piatta ripetuta alla frequenza di riga, prova le apparecchiature alle frequenze intermedie, dalla frequenza di riga fino a circa 0,5 MHz. Inoltre viene inclusa una sbarra alla frequenza di ripetizione di quadro, cioè 50 Hz per provare gli impianti alle frequenze molto basse.

Il fattore di deviazione relativo ad ogni particolare sezione di un impianto dipende parzialmente dalla difficoltà di avere apparecchiature perfette e in par-

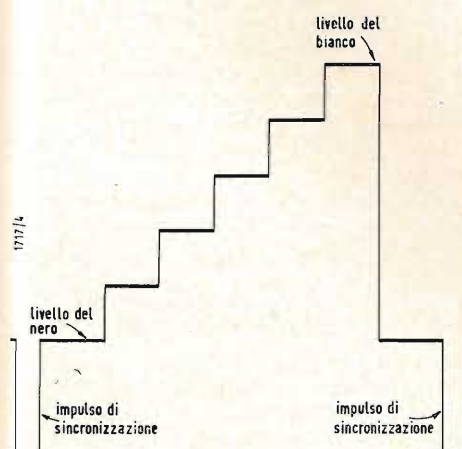



Fig. 3 - Forma d'onda a scala con un numero di gradini uguali tra i livelli di tensione corrispondenti al nero e al bianco, usato per controllare la distorsione di ampiezza.

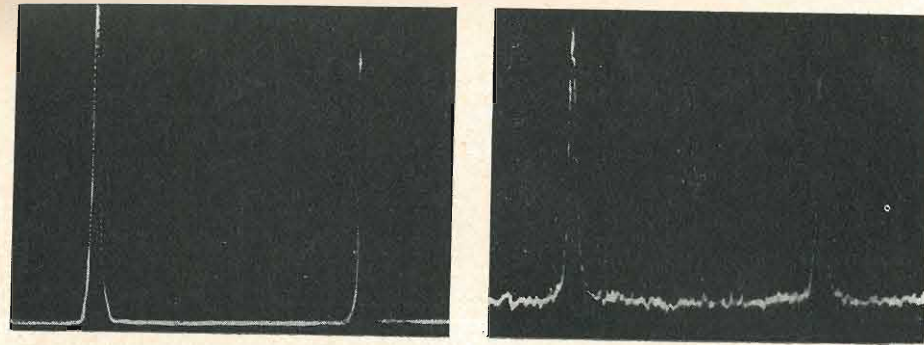



Fig. 4 - (a sinistra) Parte dello spettro di un segnale video a basso rumore, rappresentante due armoniche consecutive delle frequenza di riga. (a destra) Parte dello spettro di un segnale video similare con sovrapposto rumore casuale.

te dalla sua complessità. Un fattore totale di deviazione, dall'ingresso della camera di ripresa all'uscita del trasmettitore, di circa il 5% può essere ammesso, ma questa distorsione deve essere suddivisa tra i singoli componenti della catena; ad esempio ad un singolo amplificatore può essere richiesto di avere un fattore di deviazione molto minore allo 0,25%, mentre per un mezzo di collegamento lungo può essere ammesso un fattore di deviazione del 3% o più.

2. - DISTORSIONE DI AMPIEZZA

Un ulteriore requisito fondamentale per ogni apparecchiatura operante sul segnale televisivo è che il rapporto tra la tensione di uscita e quella di entrata (il guadagno) sia il più possibile costante per tutti i livelli del segnale. Se questo non succede, le gradazioni dell'immagine differiranno da quelle viste nello studio da parte della telecamera. In casi sfavorevoli da questo tipo di distorsione può derivare ad esempio una perdita di dettaglio nelle regioni in ombra dell'immagine o in quelle a piena luce.

Una forma d'onda, studiata specificatamente allo scopo, è impiegata per provare le apparecchiature riguardo a questo tipo di distorsione. Essa ha la forma di un segnale composto, conosciuto come forma d'onda «a scala» e costituito da un minimo di cinque gradini di uguale ampiezza, distribuiti tra il livello nero e il livello bianco. Questi gradini, illustrati in fig. 3, devono essere tra di loro uguali in ampiezza entro l'1% dell'ampiezza di ogni gradino.

Anche il dispositivo per la generazione di questo tipo di segnale è stato sviluppato dai tecnici della Sezione Progetti della BBC; esso è considerato come lo strumento più completo e versatile nel suo genere attualmente impiegato, possiede un alto grado di precisione ed è estremamente stabile nell'uso.

Per valutare la linearità di risposta dei circuiti alle frequenze molto basse, si impiega ancora il segnale sbarra. Con ciò si può determinare se l'impianto darà luogo a quel fenomeno, conosciuto come «bumping» che si manifesta con una instabilità dell'immagine ogni qualvolta si ha un passaggio improvviso dal quasi nero al quasi bianco completo o viceversa; il fenomeno è molto irritante per lo spettatore. Questa tendenza viene controllata applicando dapprima una forma d'onda consistente in impulsi di sincronizzazione e di livello nero e poi commutando rapidamente su un segnale con impulsi di sincronizzazione e una sbarra di bianco pieno. Se il segnale dà luogo ad una instabilità periodica piuttosto seria a frequenza molto bassa, ne risulterà una forma di distorsione fastidiosa per lo spettatore. Perchè un impianto sia soddisfacente deve essere progettato in modo da limitare al minimo questo effetto.

3. - RUMORE CASUALE

I ricercatori della BBC hanno affrontato questo problema sotto due diversi aspetti. Innanzi tutto hanno effettuato una estesa serie di prove su circuiti diversi, allo scopo di determinare il grado di deformazione provocato dai vari livelli e tipi di rumore casuale; ciò è servito a stabilire i limiti entro i quali possono lavorare i progettisti. In secondo luogo i tecnici della BBC hanno ricercato metodi per misurare il rumore casuale. Sono stati ideati due metodi di misura, il primo dei quali è un metodo di uso generale che ha come virtù principali la semplicità e versatilità di impiego, e il secondo, progettato per dare informazioni più dettagliate, concerne particolarmente la misura del rumore di fondo associato ai tubi e ai canali della telecamera.

Con il primo metodo si può misurare il rumore casuale in assenza di un segnale, quando il rumore sia sovrapposto a una normale forma d'onda di sincronizzazione o un segnale corrispondente a un quadro uniformemente illuminato. È un metodo semplice e sbrigativo, con il quale si possono misurare rapporti segnali-disturbo entro 0,5 dB. La tecnica impiegata è quella nota come processo di campionatura nel tempo, che estrae un campione del segnale dal centro di ogni riga successiva della forma d'onda video. I componenti del segnale video vengono eliminati ed è così possibile un'uscita di potenza proporzionale a quella del rumore casuale.

Il secondo metodo sfrutta il fatto che l'energia in molti tipi di segnali televisivi è quasi interamente concentrata negli intorni delle armoniche della frequenza di riga, mentre l'energia nei rumori casuali, che accompagnano il segnale, possiede una distribuzione continua delle frequenze. Perciò misurando la potenza in una larghezza di banda ristretta attorno al centro di un intervallo tra due armoniche successive (vedi fig. 4), è possibile ottenere una misura della distribuzione dell'energia non collegata con i componenti del segnale. Come già detto in precedenza questo metodo è di particolare valore per la misura dei rumori nei tubi delle telecamere e dei canali relativi.

In conseguenza dell'uso di questa nuova tecnica di misura del rumore è stato possibile selezionare i tubi delle telecamere in modo da assicurare che il livello del rumore casuale totale sia mantenuto ad un valore minimo alla sorgente del segnale televisivo. Nel concludere è da tenere presente che il lavoro brevemente descritto in questa relazione costituisce solo una parte degli studi e delle ricerche svolti nella Sezione Progetti della BBC. La determinazione e la definizione delle prestazioni richieste alle varie apparecchiature e lo sviluppo dei metodi per le misure relative devono essere accompagnati dal progetto di apparecchi che siano capaci di queste prestazioni. Naturalmente le considerazioni economiche sono di primaria importanza; ciò che è desiderabile non sempre è economicamente conveniente. Perciò la mira dei tecnici addetti al progetto e allo sviluppo è sempre rivolta a ottenere impianti di elevata qualità e stabilità, che possano essere costruiti a un costo ragionevole.

La American Microwave & Television Co. presenta una telecamera vidicon per TV ultra-sensibile per uso in circuiti chiusi.

Il modello V-945, adotta un sistema di scansione a 945 righe e grazie alla particolare focalizzazione dello spot luminoso nonchè alla ampia banda degli stadi amplificatori (18MHz) assicura una definizione particolarmente apprezzabile.

Trova impiego nella trasmissione, in circuito chiuso, di documenti, di tavole numeriche nelle banche, nonchè nella trasmissione scientifica in ospedali, cliniche, scuole, università, ecc.

Fig. 1 - Esempio di monoscopio ricevuto da una unità di controllo

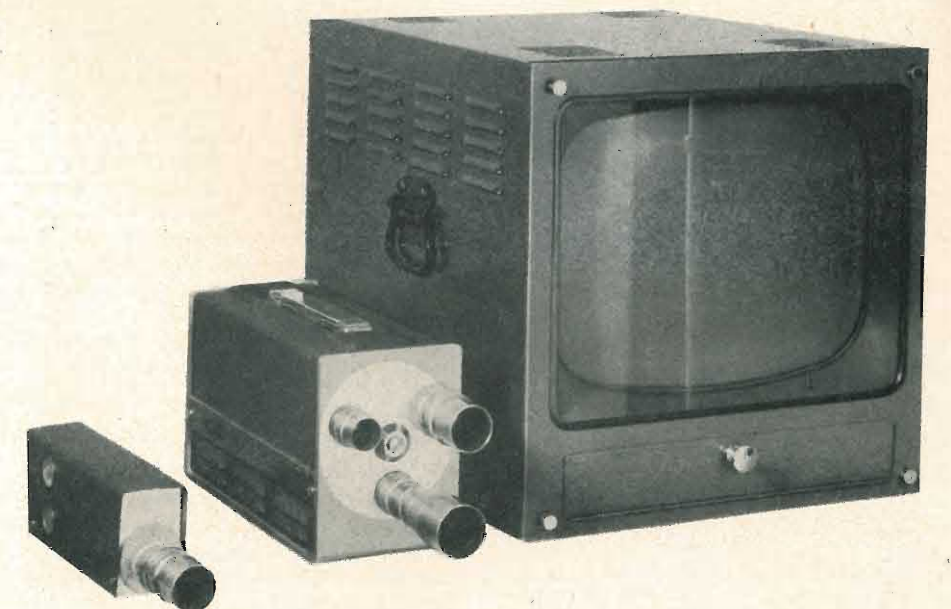



Fig. 2 - Due tipi di telecamere vidicon ultrasensibili, mod. V-945, e ricevitore di controllo di produzione della American Microwave & Television Co.

Sono stati messi a punto nuovi televisori di controllo la cui regolazione e manutenzione è molto più pratica e semplice di quelle dei normali apparecchi televisivi, con una nitidezza di immagine tre volte superiore.
I comandi di schermo, messa a fuoco e linearità sono indipendenti in maniera da evitare ogni interferenza. Un unico circuito d'arrivo neutralizza disturbi all'immagine provocati da linee di corrente ad alta tensione il che ne rende possibile l'impiego anche nell'industria pesante.
Nella foto sono illustrati 3 modelli di varie dimensioni dei televisori industriali General Electric messi a punto come sistemi di controllo e di sicurezza nell'industria, nelle scuole, negli uffici nel traffico ed ovunque può rendersi necessario il controllo visivo e distanza. *(g.r.)*

Pronta l'industria elettronica inglese per la televisione a colori

Malgrado il fatto che una decisione a livello governativo circa l'istituzione di un servizio di televisione a colori non sarà probabilmente presa prima che fra dieci mesi e forse più, l'industria britannica ha già cominciato a dimostrare al pubblico che è in grado di produrre i relativi apparecchi trasmittenti e riceventi.
Poco prima dell'apertura dell'Esposizione nazionale della radio e della televisione, che ebbe luogo recentemente in Londra, uno dei maggiori gruppi produttori, quello che fa capo alla General Electric Company ha tenuto, sempre a Londra, una sua mostra individuale, dedicata principalmente alle più elaborate dimostrazioni pratiche di televisione a colori che si siano mai viste in Europa.
Migliaia di visitatori hanno potuto vedere vari programmi a colori di film prodotti in uno studio televisivo ed hanno anche potuto confrontarne la presentazione originale con quella dei monitor disposti nella sala. I visitatori hanno anche potuto vedere le trasmissioni a colori che vengono diffuse a titolo sperimentale dalla British Broadcasting Corporation. Queste trasmissioni hanno luogo regolarmente ai fini delle ricerche, ma ben pochi telespettatori erano stati in grado di vederle prima che in questa occasione.
Queste dimostrazioni in pubblico della televisione a colori sono state rese possibili grazie agli sforzi comuni della General Electric e della E.M.I. Electronics Ltd. Per parecchi anni alcuni ingegneri della G. E. C. hanno lavorato alla produzione di televisori a colori che, a quanto si afferma, hanno eliminato gli inconvenienti dei ricevitori in vendita in altri paesi, quali l'alto costo ed un grado di sicurezza di servizio così basso da richiedere costantemente la messa a punto da parte di tecnici specializzati.
La E.M.I. si è invece specializzata nella produzione di telecamere a colori altamente efficienti. Queste camere sono ora largamente impiegate nella televisione industriale a circuito chiuso, nella ripresa delle operazioni chirurgiche ed in parecchi laboratori di ricerche. Molte di queste telecamere sono attualmente vendute negli Stati Uniti d'America ed anche in Russia ed in altri paesi europei.
Lo studio e la progettazione di un televisore a colori soddisfacente sono stati lunghi e difficili. È noto quanto sia difficile regolare e mantenere in allineamento i circuiti di riproduzione del colore. Negli Stati Uniti, dove la televisione a colori ebbe i suoi inizi, la mancanza di interesse da parte del pubblico è stata attribuita alla difficoltà di regolare i colori ed al conseguente alto costo di manutenzione dei televisori. Un televisore a colori che non funzioni perfettamente è, in pratica, inutile. Un televisore siffatto potrà divertire per qualche minuto quando tutti i rossi diventano gialli e tutti i gialli diventano verdi, ma non risponde certamente allo scopo per il quale è stato acquistato.
La caratteristica che più colpisce nel televisore della G.E.C. è la stabilità del colore, il cui perfezionamento ha richiesto parecchi anni di lavoro e che è stata ottenuta principalmente mediante circuiti di nuovo tipo associati ad un rivelatore sincrono. La stabilità è stata aumentata alimentando i canali di luminosità da una sorgente comune, mantenendo un rapporto costante fra i colori primari. I progettisti affermano che in questo televisore lo scorrimento dei colori è trascurabile; certo è che all'Esposizione di Londra la mancanza di difetti nel colore era notevole. *(u.b.)*

Il controllo automatico di riga e di quadro sui televisori

Il sistema di sincronizzazione automatica di riga e di quadro è stato applicato ai televisori della migliore produzione Philips sin dalla stagione 1959-1960.
I tecnici si sono espressi molto favorevolmente nei confronti di questo automatismo che consente una perfetta ricezione e toglie agli inesperti la preoccupazione della regolazione.
Infatti il compito della sincronizzazione automatica è quello del più esigente telespettatore che, al minimo slittamento o perdita di sincronismo, provveda all'esatta regolazione. Inoltre il controllo automatico di riga e di quadro corregge pure quelle imperfezioni non avvertibili dall'occhio umano: infatti anche se il televisore è sincronizzato, questo dispositivo elimina tutte le minime interferenze che potrebbero disturbare la ricezione. Se il campo di sincronizzazione è stretto, i disturbi hanno solo poche probabilità di penetrare in questo piccolo spazio e di provocare lo sganciamento di riga e di quadro.
I televisori nei quali, per ora, si sono sfruttati questi sistemi sono il 23 TX 312 e il 23 TX 322 della Philips. *(p.h.)*

Il sintonizzatore Philips memomatic.

Quello della sintonia automatica televisiva, un problema cui si è tentato di dare diverse soluzioni, è ora stato risolto con il nuovo sistema *memomatic*: grazie a questo sistema di memoria elettromeccanica la sintonia, una volta regolata a mano, viene riprodotta sempre automaticamente.
Si tratta dunque di un sintonizzatore a tamburo per la ricezione in VHF che tiene conto del fatto che per ottenere una buona ricezione di un segnale TV, interferito da

altri segnali radio, occore una sintonizzazione differente da quella normale. Anche il disturbo *moire* viene eliminato dal sintonizzatore *memomatic*.
La regolazione fine, fatta a mano la prima volta per ogni canale e il punto di accordo, viene riportata in seguito automaticamente: basta premere la manopola *memomatic*, posta accanto a quella di commutazione dei canali, e la memoria elettromeccanica entra in azione. Con questo sistema l'errore di sintonizzazione viene ad essere, anche dopo centinaia di commutazioni, inferiore ai 5 kHz ed è pertanto impercettibile. Per la sua precisione meccanica il sintonizzatore *memomatic* può considerarsi, per la tecnica televisiva, una soluzione del futuro. *(p.h.)*

La TV inglese attraverso un quarto di secolo

La British Broadcasting Corporation ha celebrato il 2 novembre il 25mo anniversario del suo servizio televisivo. Fu il 2 novembre 1936 che il primo servizio televisivo del mondo venne inaugurato all'Alexandra Palace, nella zona settentrionale di Londra.
In effetti la televisione ebbe inizio il 16 agosto 1936 quando fu vista dal pubblico a Radiolympia, la mostra annuale dell'industria radio britannica. Nel novembre dello stesso anno vi fu l'inaugurazione del primo servizio quotidiano del mondo e in quel periodo spesso si ottenne una ricezione soddisfacente per un raggio di 50 miglia. Circa 12 milioni e mezzo di persone — il 25% della popolazione britannica — potevano seguire le trasmissioni dalla stazione dell'Alexandra Palace.
Il 12 maggio 1937 la BBC trasmise, con i suoi primi apparecchi per la ripresa televisiva esterna, la processione dell'Incoronazione del Re Giorgio VI e della Regina Elisabetta. Sebbene virtualmente una novità, e con un campo d'azione e un'area di trasmissione limitati, la televisione d'anteguerra fu vigorosa e ambiziosa.
Il 1 settembre 1939, due giorni prima dello scoppio della II guerra mondiale, la televisione in Inghilterra venne fatta cessare, l'apparecchio trasmittente essendo stato chiuso per ragioni di sicurezza.
Nel giugno 1949 il servizio TV venne ripreso e il giorno successivo le camere della BBC ripresero la Parata della Vittoria a Londra.
Una trasmissione esterna con importanti conseguenze ebbe luogo nell'agosto 1950 allorchè la BBC inviò un'unità di ripresa esterna a Calais. Il problema di trasmettere segnali visivi da questa unità attraverso la Manica e dalla Costa Meridionale a Londra venne felicemente superata. Queste immagini possono essere considerate le precorritrici dell'Eurovisione.
Ma il 2 giugno 1953 è considerato come il vero giorno in cui la TV divenne « maggiorenne ». Mesi di preparazione occorsero per il programma trasmesso quel giorno — l'Incoronazione nell'Abbazia di Westminster della Regina Elisabetta II. Oltre 2 milioni di persone videro il programma in Gran Bretagna e in Europa.
Un'invenzione della BBC — il film per cavo — fece sì che il mondo si rimpicciolisse ulteriormente nel 1959. È ora possibile inviare brevi estratti di cinegiornale attraverso l'Atlantico in poco più di mezzora dopo che l'avvenimento ha avuto luogo.
Nel 1961 undici milioni e mezzo di persone sono titolari di licenze TV in Gran Bretagna e il servizio è disponibile al 98,8% della popolazione. *(u.b.)*

Il nuovo complesso della BBC a White Hall, inaugurato alcuni anni fa in sostituzione dei primitivi impianti dell'Alexandra Palace.

dott. ing. Antonio Nicolich

Moderni amplificatori per microonde

(parte seconda di due parti*)

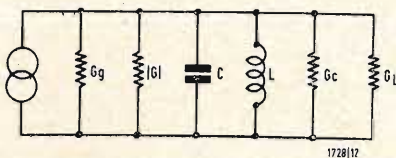



Fig. 8 - Circuito equivalente di un amplificatore a conduttanza negativa.

3. - AMPLIFICATORI A BASSO RUMORE

Tutti gli amplificatori a basso rumore possono suddividersi in due grandi classi: amplificatori a circuito a costanti concentrate e amplificatori a tubi ad onde viaggianti. Nei primi si usano cavità risonanti per determinare la selettività, per separare varie componenti di frequenza negli amplificatori parametrici e per effettuare trasformazioni di impedenza. Un tipico circuito concentrato (lumped) di amplificatore a conduttanza negativa è indicato in fig. 8. Questo schema di principio può rappresentare indifferentemente un maser, un amplificatore parametrico, o un amplificatore a diodo tunnel. Nel caso del maser la conduttanza negativa — | G | è prodotta dagli spin, e la capacità C è comprensiva del contributo degli spin. Nel caso dell'amplificatore parametrico, la conduttanza negativa scaturisce dalla miscelazione della potenza della pompa col segnale attraverso al circuito idler. Perciò — | G | dipende dalla potenza della pompa e dal carico del circuito idler. Poichè il circuito idler immagazzina energia, contribuisce anch'esso alla capacità C; infatti, in molti casi il contributo idler alla C predomina e determina la lunghezza di banda dell'amplificatore.

Nel caso del diodo tunnel, — | G | coincide con la conduttanza negativa del diodo, e C, idealmente, coincide con la capacità del diodo. In tutti i casi prospettati, G_g è la conduttanza della sorgente, G_L è la conduttanza del carico, G_C è il carico dovuto alle perdite del circuito (comprensivo delle perdite nel cristallo nel caso del maser, e le perdite nel diodo nel caso di amplificatori a diodo), L è la induttanza necessaria per accordare la capacità C alla frequenza del segnale. Nel circuito ideale di amplificatore a diodo. G_c è esattamenta la conduttanza di perdita del diodo e C è la capacità del diodo, infine la qualità ultima del circuito sarebbe determinata dal Q del diodo. Il guadagno di potenza dell'amplificatore é:

$$A = \frac{4 G_L G_g}{[G_g - |G| + G_L + G_C]^2} \qquad (9)$$

e la larghezza di banda è:

$$B = \frac{G_g - |G| + G_L + G_C}{C} \qquad (10)$$

Perciò il prodotto del guadagno di tensione per la larghezza di banda è:

$$\sqrt{A}\, B = \frac{2\sqrt{G_L G_C}}{C} \qquad (11)$$

Si dimostra facilmente che $(\sqrt{A} - 1)$ BC non può superare la grandezza della conduttanza negativa meno la perdita nel circuito ($|G| - G_C$). Perciò la conduttanza negativa disponibile e le perdite del circuito limitano il prodotto A.B. La figura, o fattore, di rumore dell'amplificatore è data dalla relazione:

$$F = 1 + \frac{T}{T_0}\,\frac{G_L + G_C + G_N}{G_g} \qquad (12)$$

dove T_0 è la temperatura di riferimento della sorgente di rumore, T è la temperatura ambiente, G_N è la conduttanza di disturbo della conduttanza negativa. Un sistema evidente per ridurre il fattore di rumore è di aumentare la conduttanza G_g della sorgente. Ma l'aumento di G_g generalmente comporta una diminuzione del prodotto A.B. Se B è fissata dalle caratteristiche del sistema, la diminuzione del fattore di rumore esige un sacrificio di guadagno.

Nel seguito considereremo il fattore di rumore dei vari tipi di amplificatori, uno per uno.

3.1. - Il maser

Nel maser il disturbo è generato essenzialmente dalle transizioni dell'idler. Esse alimentano una conduttanza di disturbo fittizia, che vale:

$$G_N = \frac{\omega_s}{\omega_i}\,|G| \qquad (13)$$

in cui ω_s = pulsazione del segnale, ω_i = frequenza idler (differenza o somma), $|G|$ = ampiezza della conduttanza negativa. Poichè i maser lavorano a temperature molto basse, circa 4°K, il loro fattore di disturbo è correlativamente basso.

3.2. - Amplificatori parametrici

Negli amplificatori parametrici la principale fonte di distrubi è il circuito idler, perciò la conduttanza di rumore è uguale a quella dei maser:

$$G_N = \frac{\omega_s}{\omega_i}\,|G|. \qquad (13)$$

Per ridurre il fattore di disturbo si può fare la frequenza idler maggiore della frequenza del segnale. È anche possibile, come per i maser, ottenere una riduzione della figura di rumore raffreddando il circuito idler, il che abbassa il disturbo di tipo Johnson. Se si realizzano queste condizioni, si ottengono fattori di rumore molto bassi.

3.3. - Il diodo tunnel

Si è già detto che nei diodi a tunnel il rumore è dovuto all'effetto shot. Allora la conduttanza negativa è:

$$G_N \cong \frac{e\, I_0}{2\, kT} \qquad (14)$$

dove I_0 è la corrente continua. Per quei diodi, che lavorano con 1 mA o meno, il loro contributo al fattore di rumore è trascurabile.

Conclusioni: tutti gli amplificatori prospettati presentano limitazioni sfavorevoli. Eccone alcune:

a) I circuiti di entrata e di uscita sono in comune. Quindi il disturbo generato negli stadi successivi può raggiungere l'ingresso dell'amplificatore e riapparire negli stadi successivi amplificato in valore. Questa difficoltà può essere superata interponendo un isolatore o circolatore fra l'amplificatore e lo stadio successivo. Se non si richiedesse l'isolatore, le condizioni sarebbero desiderabili.

b) Il prodotto guadagno-larghezza di banda in generale è molto piccolo, quando si adottano i compromessi necessari per ottenere una bassa figura di rumore.

c) Quando si aumenta il guadagno, l'amplificatore tende a divenire instabile; ogni leggera variazione di polarizzazione, o della potenza di pompa, o un piccolo disadattamento, possono provocare l'innesco di oscillazioni.

Alcune di queste difficoltà sono superabili coi convertitori in più, parametrici. In essi la frequenza idler è mantenuta più alta di quella del segnale e l'uscita è ricavata dal circuito idler.

Il rapporto della frequenza del segnale a quella dell'idler diviene. favorevole per un basso fattore di rumore, l'entrata e l'uscita sono separate, il circuito è stabile. Infine, se la frequenza del segnale è spinta a valori via via più alti, la frequenza della pompa, che per convenzione giace oltre la frequenza idler, può divenire eccessivamente alta. Una possibile soluzione è l'uso di non linearità di ordine superiore di una caratteristica di capacità di un diodo, per ottenere un pompaggio di frequenza inferiore.

Il diodo tunnel può essere usato come

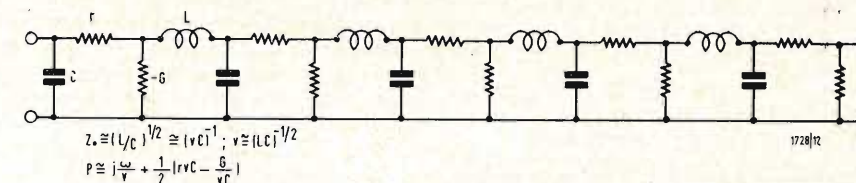



Fig. 9 - Impedenza caratteristica, velocità di fase, costante di propagazione di un amplificatore a conduttanza negativa a onde migranti.

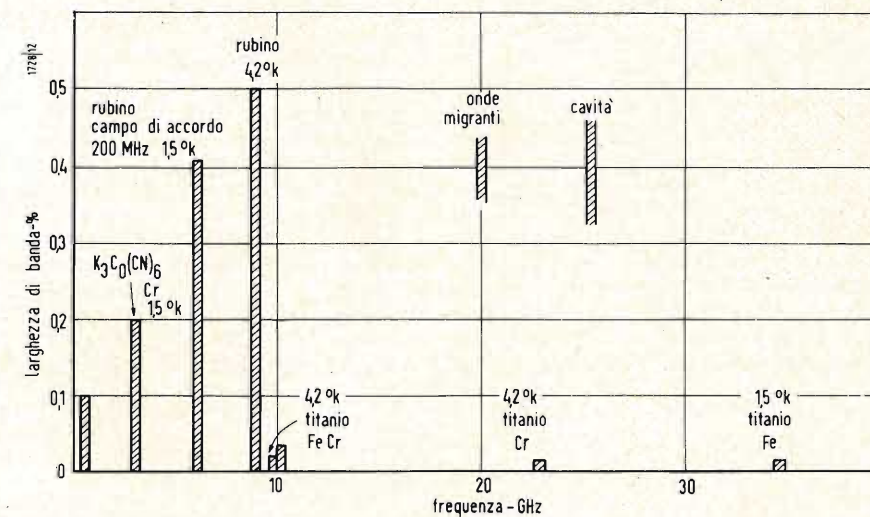



Fig. 10 - Proprietà del maser, con guadagno 20 dB.

(*) La prima parte di questo articolo è stata pubblicata nel novembre 1961, n. 11, pagg. 503 ... 507. Ad essa rinviamo per la citazione delle figure da 1 a 7 e per le formule da 1 a 8.

convertitore in meno, costituendo un oscillatore locale. Poichè il disturbo del diodo è dovuto all'effetto shot, e non entrano rapporti di frequenze nel fattore di disturbo durante il processo di conversione, risulta molto utile un diodo tunnel a basso rumore e, come nel caso dei convertitori parametrici in più, i circuiti di entrata e di uscita sono separati. Però il diodo tunnel è sensibile al carico di uscita. Nessuno di questi artifici aumenta il prodotto AB (guadagno per larghezza di banda). Tutti questi amplificatori a conduttanza negativa cominciano con un circuito avente una larghezza di banda passiva limitata dalla capacità di un dispositivo attivo e dalle conduttanze della sorgente e del carico; la larghezza di banda viene sacrificata al guadagno. È evidente che conviene iniziare con un circuito avente una grande larghezza di banda passiva. Ciò è proprio quello che si fa coi tubi a onde migranti ed è per questa ragione che i maser a onde viaggianti e gli amplificatori parametrici pure a onde viaggianti sono oggetto di profondi studi. Questi amplificatori prendono la forma di strutture a onde lente, alle quali sono associate laminette di rubino o di rutilio (nel caso del maser), o diodi (nel caso di amplificatori parametrici). Strutture ad onda lenta vengono usate per ottenere impedenze di alta interazione ed alto guadagno per unità di lunghezza. Le relazioni associate sono riprodotte in fig. 9; si vede che rallentando la propagazione d'onda (cioè diminuendo la velocità di fase v) aumenta il parametro di guadagno $G / (2vC)$. Perciò gli schemi a onde viaggianti forniscono una grande larghezza di banda, possono dare un forte guadagno con una struttura lunga, ed hanno connessioni di entrata e di uscita separate. Il fatto che le connessioni di entrata e di uscita siano separate, non garantisce la stabilità; qua.siasi disadattamento al terminale di uscita può provocare seri effetti reattivi e instabilità. Nei tubi a onde viaggianti si deve fare attenzione alla struttura rallentatrice dell'onda vicino al centro per assorbire la potenza riflessa dalla terminazione di uscita, o in certi casi la struttura a onda lenta può essere resa più efficiente. Questi schemi sono molto soddisfacenti quando parte dell'energia viene trasportata da un fascio elettronico mobile nella direzione di avanzamento, in modo che il segnale avanzante non viene disperso da attenuazione o da una struttura interrotta. Nei dispositivi dove la potenza non è trasportata nella direzione di avanti da materiale attivo o da dispositivi, questi artifici non servono. Nei maser a onde viaggianti vi è una laminetta di ferrite posta in una zona prossima alla struttura a onda lenta, dove esiste una polarizzazione circolare del campo magnetico RF. La lastrina è orientata in modo da trasmettere potenza procedente nella direzione di avanzamento, e in modo da assorbire la potenza procedente in direzione inversa. Il tubo Adler non richiede queste aggiunte, perchè l'entrata e l'uscita sono in esso separate. L'amplificatore è stabile e il guadagno è alto. Principali limitazioni di queste dispositivo sono: la sua larghezza di banda, che è determinata considerando che la frequenza del segnale deve essere prossima alla frequenza del ciclotrone, e la sua struttura, che può far dubitare alle frequenze più alte.

Tabella 1. - Caratteristiche di alcuni tipici amplificatori a basso rumore.

Tipo	f_s [GHz]	f_p [GHz]	f_0 [GHz]	Δf [GHz]	guadagno [dB]	F [dB]
— *Tubi a onde viaggianti*						
Onda diretta ...	3	—	3	0,3	20	2,5
Onda inversa	10	—	10	1	20	4,0
— *Parametrici*						
Amplificatore ...	5,85	11,7	5,65	0,008	18	3
	11,55	23,1	11,55	0,053	10	3,2
Convertitore in più	0,46	8,915	9,375	—	9	2±0,5
	0,001	0,020	0,021	0,0001	10	0,4
A onda viaggiante.	0,380	0,630	0,380	0,01÷0,02	10÷12	3,5
A elica	2,800	3,800	2,800	(*)	26	5÷7
Tubo Adler	0,560	1,120	0,560	0,05	20	1,3
— *Diodi tunnel*						
Amplificatore	4,500	0	4,500	0,02	23	7
Convertitore in meno						
(Ge)	0,210	0	0,030	0,0009	6	5,2
(GeAs)	0,210	0	0,030	0,0015	22,7	2,8

(*) Può essere accordato nella banda di 80 MHz accordando la pompa per 100 MHz.

Tabella 2. - Caratteristiche generali degli amplificatori di potenza.

Caratteristica	Triodo e Tetrodo	Magnetron Amplitron	Tubo a onde migranti	Klystron
Frequenza [GHz]	< 1,2	> 0,4	> 0,4	> 0,4
Guadagno di potenza [dB]	< 20	< 20	> 20	> 20
Larghezza di banda [%]	~ 15	> 15	> 15	< 15
Rendimento [%]	~ 50	60	35	40
Tensione di lavoro [kV]	< 50	< 50	> 50	> 50

Tabella 3. - limitazioni dei tubi di potenza.

$$\left[P_0 = j^2RA = \frac{j^2A}{\Delta\omega C} = \frac{j^2\lambda^2}{\Delta\omega C}\right].$$

	Definizione	Determinata da
P_0	Potenza di uscita	Esigenze dell'impianto
j	Densità di emissione	Catodo
R	Resistenza di carico per unità di area	Capacità di uscita
A	Area	Modalità
$\Delta\omega$	$2\pi B$	Esigenze dell'impianto
C	Capacità per unità di area	Carica spaziale
λ	Lunghezza d'onda	Esigenze dell'impianto

4. - CARATTERISTICHE DEGLI ATTUALI AMPLIFICATORI A BASSO RUMORE

Dopo quanto detto sopra, conviene esaminare e confrontare le qualità degli amplificatori a basso rumore. Riproduciamo i grafici compilati da H.R. Lewis dei Laboratori RCA. Le caratteristiche dei maser sono illustrate in fig. 10, ivi è illustrata la larghezza di banda in funzione della frequenza, ottenuta col guadagno di 20dB. I fattori di rumore, non indicati, sono bassi. Anche sommando il disturbo dovuto ai circolatori e ad altri elementi necessari per un sistema pratico, si sono ottenute figure di merito di 0,4 dB e anche meno!

Le caratteristiche dei tipici tubi a onde viaggianti, degli amplificatori parametrici e dei diodi tunnel sono riassunte nella tabella I (da N. S. Nergaard dei Laboratori RCA). Basti osservare che l'amplificatore parametrico a elica è un amplificatore a onde viaggianti che sfrutta un'elica come struttura a onda lenta. Il particolare amplificatore ivi citato ha due diodi lungo la sua lunghezza. La fig. 11 (da N. S. Nergaard dei Laboratori RCA) è un riepilogo del confronto fra questi amplificatori riguardo alla temperatura equivalente di rumore, alla quale si è ridotto il fattore di rumore secondo la relazione:

$$T_e = T_0\,(F - 1) \qquad (15)$$

dove T_e è l'effettiva temperatura di disturbo e T_0 è la temperatura di riferimento (300 °K in questo caso). Sulla sinistra di fig. 11 si vede il rumore galattico. La temperatura di disturbo delle sorgenti galattiche diminuisce rapidamente al crescere della frequenza e diviene trascurabile al di sopra di 1GHz.

Il disturbo dovuto all'assorbimento atmosferico è indicato a destra in fig. 11.

Esso comincia a crescere a sbalzi a circa 10 GHz e, a parte un paio di avvallamenti, ha una temperatura di disturbo approssimativamente eguale alla temperatura della terra.

Le tre fonti di disturbo (galattico, atmosferico, terrestre) determinano le caratteristiche di rumore di un amplificatore. Se l'antenna è diretta verso l'alto ed è fortemente direzionale, così da non vedere la terra attraverso i lobi laterali, l'amplificatore deve avere una temperatura di rumore bassa come la temperatura di disturbo galattico, o, se la frequenza è superiore ai 10GHz, deve essere bassa come la temperatura atmosferica, per raggiungere il massimo di efficienza. Se l'antenna vede la terra, risultano adatti gli amplificatori con una temperatura di rumore sotto i 300 °K.

La temperatura di disturbo di un noto triodo (il 416 B) è indicata a sinistra in fig. 11. Esso appare un buon tubo a basso rumore sotto i 500 MHz. Alle frequenze sotto 1GHz, i convertitori in meno a diodo tunnel ed una varietà di amplificatori parametrici presentano figure di disturbo abbastanza basse per tutte le applicazioni. Oltre 1GHz, i maser superano qualsiasi altro tipo di amplificatore, sia come figura di disturbo, sia come frequenza di lavoro (i triangoli neri indicano frequenze, alle quali i maser hanno effettivamente lavorato). Gli amplificatori a tubi a onde viaggianti e quelli parametrici alla temperatura ambiente sono adatti per sistemi nei quali l'antenna vede la terra.

Gli amplificatori parametrici col circuito idler raffreddato mostrano di po-

Fig. 11 - Caratteristiche di rumore di vari amplificatori a basso rumore relativo alle sorgenti naturali di rumore.

Fig. 12 - Potenza di uscita di tipici tubi di potenza in funzione della frequenza.

ter competere coi maser e, con lo sviluppo ed il perfezionamento dei diodi, possono realmente gareggiare coi maser nelle applicazioni con antenna verso l'alto. L'amplificatore a diodo tunnel è già apparso nel campo sopra 1GHz. La figura di rumore di 7dB a 4,5 GHz è indice di grandi possibilità; ulteriori perfezionamenti nei diodi possono rendere tale amplificatore un serio competitore.

Ciascuno di questi apparecchi troverà il suo proprio campo di applicazione.

Alle basse frequenze tutti vanno egualmente bene e la scelta si deve fare in base a specifiche esigenze piuttosto che da generali richieste, e al fattore economico. Alle frequenze oltre 1GHz il tubo a onde viaggianti offre larghezza di banda non eguagliate da altri tipi ed è molto adatto per le applicazioni nelle quali l'antenna vede la terra. Per la radio astronomia, per comunicazioni al di sopra dell'atmosfera e per altre applicazioni nelle quali l'antenna non vede la terra, i maser e gli amplificatori parametrici raffreddati danno i migliori risultati riguardo ai disturbi. Oltre i 10GHz, il maser rimane solo, e rimarrà tale per un lungo tempo avvenire. Il suo funzionamento non dipende dal trasporto di cariche e dalla limitazione di resistenza e capacità, che accompagna il trasporto di cariche.

5. - TUBI TRASMITTENTI

I tubi trasmittenti attuali sono capaci di fornire potenze di uscita superiore alla media di 1 kW alle frequenze fino a 10 GHz. Esse sono state ottenute con magnetron, amplitron, tubi a onde viaggianti e klystron. I tubi a griglia controllo, sia triodi, sia tetrodi, lavorano bene finoa circa 1GHz e danno forti potenze di uscita, ma tendono a cadere alle frequenze più alte, a motivo degli effetti del tempo di transito.

La tabella II riunisce le caratteristiche generali di tutti questi tubi. A potenze di uscita molto alte, le larghezza di banda dei klystron e dei tubi a onde viaggianti tendono a egualizzarsi. Per favorire la dissipazione del circuito alle forti potenze nel tubo a onde viaggianti, la struttura a onda lenta prende la forma di cavità accoppiate; perciò il circuito diviene dispersivo invece di produrre appiattimento, e la banda passante diminuisce. Si noti che i tubi a onde migranti di forte potenza e i klystron lavorano a tensioni di circa 50 kV e si prevede che si dovranno impiegare tensioni superiori a 200 kV.

Tutti questi tubi trasmittenti sono soggetti alle limitazioni fondamentali messe in evidenza nella tabella III. La potenza di uscita per unità di area di ciascun tubo è determinata dalla densità di emissione disponibile dal catodo e dalla impedenza di uscita per unità di area. Quest'ultima impedenza è determinata dalla larghezza di banda e dalla capacità di uscita per unità di area:

$$R = (\Delta\omega C)^{-1} \qquad (16)$$

La capacità di uscita, a sua volta, è determinata dagli effetti della carica spaziale elettronica. Ciò è evidente per i triodi. Supponiamo che un triodo sia montato in circuito con griglia a terra come amplificatore in classe B e che la tensione di placca oscilla fin sotto il picco della tensione di griglia per assicurare il massimo rendimento. In tal caso il massimo della corrente anodica si ha quando le tensioni di placca e di griglia sono uguali. La carica spaziale nello spazio griglia-anodo abbassa il potenziale fra questi due elettrodi; quanto maggiore è la distanza fra griglia e placca, tanto più grande è l'abbassamento del potenziale. Se la spaziatura fra griglia e anodo viene aumentata oltre 2,8 volte la distanza fra griglia e catodo, allo scopo di ridurre la capacità di uscita (griglia-placca), si forma un catodo virtuale nello spazio griglia anodo. Il catodo virtuale riflette elettroni alla griglia con effetti disastrosi sulla griglia. Allora la massima distanza griglia-anodo e la minima capacità di uscita sono determinate dalla carica spaziale. Analoghe considerazioni sono valide per tutti i tubi trasmettenti. La potenza totale di uscita del tubo, pertanto, è determinata dalla densità di emissione, dalla larghezza di banda richiesta, dalla capacità di uscita per unità di area, e dall'area. L'area da adottare è determinata dalla lunghezza d'onda ed infatti è proporzionale a λ^2. A titolo di esempio, consideriamo un triodo cilindrico. La lunghezza della sezione attiva del tubo deve essere minore di un quarto di lunghezza d'onda, altrimenti la caduta di tensione ai terminali della sezione attiva diminuisce il rendimento. La circonferenza del tubo deve essere minore di λ. Se detta circonferenza supera una lunghezza d'onda, possono manifestarsi modi di ordine superiore eccitati da inevitabili piccole assimemetrie. Questi modi sbilanciano il tubo e abbassano il rendimento. Quindi sia la lunghezza, sia la circonferenza, sono proporzionate alla lunghezza d'onda; l'area attiva è proporzionale al quadrato di λ.

Riassumendo la potenza di uscita di un tubo trasmittente è determinata da:

a) La densità di emissione disponibile del catodo (questa limitazione è fondamentale).

b) La richiesta larghezza di banda (requisito dell'impianto).

c) La capacità di uscita (limitazione fondamentale)

d) L'area (attualmente questa è una limitazione reale, ma che può ingannare).

Tenendo presenti queste considerazioni si può compilare un diagramma della potenza di uscita dei tubi di potenza disponibili in funzione del quadrato della frequenza, per visualizzare lo stato attuale di questa tecnica. Un diagramma equivalente è quello di fig. 12. in cui è riportato il logaritmo della potenza di uscita in funzione del logaritmo della frequenza. Si sono tracciate due rette corrispondenti a P_0f^2 = costante, attraverso i valori rilevati. Queste due linee corrispondono alle condizioni esistenti circa due anni fa. Il diagramma non è completo; ivi sono classificati molti fra i più potenti tubi di potenza, ma non vi sono informazioni su di essi. Dalla fig. 12 si può dedurre che tutti i tubi trasmittenti sono stati portati ad un grado di perfezionamento equivalente e che attualmente vale l'espressione: $P_0f^2 = 100$, (17)

dove P_0 è la potenza media di uscita in kW e f è la frequenza in GHz. Appare anche che si potranno ottenere tubi di maggior potenza, perfezionando quelli attualmente esistenti. Per le frequenze oltre 1 GHz, questi perfezionamenti è più probabile che si verifichino per i klystron, i magnetron e i tubi a onde migranti. Non ci si deve aspettare grandi aumenti di potenza da questi miglioramenti tecnici, mentre si avrà una richiesta di maggior trovate per ottenere miglioramenti dell'ordine di grandezza.

6. - CONCLUSIONE

Si è in questo articolo passato in rivista il genere dei nuovi amplificatori per microonde, che sono stati posti su un piede di parità per eseguire il confronto delle loro qualità, dei loro pregi e dei loro difetti. Da tale confronto si possono trarre le seguenti conclusioni:

a) i dispositivi sono tutti capaci di soddisfacente funzionamento alle frequenze inferiori a 1GHz.

b) I tubi a onde viaggianti, gli amplificatori a diodi tunnel, gli amplificatori parametrici non raffreddati possono funzionare soddisfacentamente alle frequenze comprese fra 1 e 10GHz, per le applicazioni nelle quali l'antenna vede la terra.

c) I maser e gli amplificatori parametrici raffreddati possono funzionare soddisfacentemente in qualsiasi condizione fra 1 e 10 GHz.

d) I maser rimangono senza rivali a frequenze superiori a 10GHz. L'attuale funzionalità dei tubi trasmittenti è stata discussa e si sono messe in evidenza le loro limitazioni fondamentali. È pensabile che un miglioramento dell'ordine di grandezza delle potenze, possa richiedere lo studio di nuovi tubi.

A

Il ricevitore di TV personale portatile Sony, modello 8-301W

L'AVVENTO di un ricevitore di TV transistorizzato, ad alimentazione indipendente non si può più considerare un ritrovato eccezionale, dato che esistono già i modelli « Safari » della PHILCO e « Astronaut » della MOTOROLA. Tuttavia il primo ingresso del Giappone nel mercato degli apparecchi domestici del futuro, col modello 8-301 W della SONY, costituisce una novità importante.

L'intero ricevitore è poco più grande del tubo da 216 mm (8,5") rettangolare a visione diretta sul quale si formano le immagini ricevute: la larghezza e l'altezza sono circa 200 mm, la profondità è di 254 mm senza il contenitore delle batterie da infilare posteriormente, e di 304 mm con detto contenitore. Un'antenna telescopica monopolare incorporata è estraibile dalla parte posteriore.

Tre pulsanti posti sotto al tubo catodico, con le indicazioni « AC », « DC », e « Off » stabiliscono i diversi modi di funzionamento, quando vengono usati singolarmente o in combinazione.

I comandi ad uso dell'utente sono posti posteriormente in alto e riguardano la sincronizzazione orizzontale e verticale, la luminosità e il guadagno. Sebbene quest'ultimo deve essere usato come un controllo di contrasto convenzionale, in realtà non lo è ed ha un'azione alquanto diversa, come si dimostrerà più avanti. Sulla faccia superiore sono anche disposti il commutatore selettore di canali concentrico col comando di sintonia fine, e il controllo di volume. Un altoparlante ellittico irradia i suoni verso il basso.

Posteriormente vi sono i connettori per l'applicazione della tensione esterna di alimentazione in c.a., o in c.c. (12 volt), e le boccole per le antenne da 75 o da 300 Ω. A fianco dei pulsanti sul davanti vi sono due boccole di tipo per cuffia telefonica, una delle

quali esclude l'altoparlante. Gli accessori di corredo sono: una scatola per il trasporto, un cavo per la presa c.a., uno spezzone di linea a 300 Ω terminante con una spina adattata all'entrata del ricevitore, una cuffia e gli opportuni fusibili. A richiesta viene fornito un dispositivo, che permette di far funzionare l'apparecchio per mezzo di uno scatolino tipo accendisigaro di un sistema automatico a 12 volt.

Pesando poco più di 6 kg, circa 8 kg con l'alimentatore incorporato, l'apparecchio è facilmente portatile, anche se non è proprio una piuma.

Le batterie di accumulatori permettono il funzionamento del ricevitore per tre ore. Il rapporto fra i tempi di carica e scarica è di 3 a 1. Le batterie devono sempre essere mantenute verticali, sebbene siano dette a tenuta stagna. La carica si ottiene premendo contemporaneamente i pulsanti « AC » e « Off » dopo aver connesso l'apparecchio alla linea c.a.

Se si premono entrambi i pulsanti « AC » e « DC » si ha una carica alquanto difettosa durante il funzionamento in alternata.

1. - CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO

Il costruttore indica 30 μV per la sensibilità del mod. 8-301 W, per una buona visione. In pratica la sensibilità si è dimostrata lodevole. In un'area medio-marginale al di fuori della City di New York, si è potuto ricevere soddisfacentemente su tutti i canali con l'antenna monopolo incorporata. In città la ricezione non lascia nulla a desiderare, e dà ottimi risultati anche all'interno di un'auto in moto. Infatti non si verifica un serio sbiadimento dell'immagine coll'apparecchio in ombra all'interno dell'automobile in una giornata di pieno sole. Infine voi potete trascurare le condizioni di luce ambientale e usare l'apparecchio ovunque all'esterno, come ad es. sulla vostra spiaggia balneare preferita. Le immagini ricevute all'interno sono nitide, chiare e brillanti e possono essere osservate da numerose persone a distanza conveniente. La regolazione è alquanto più critica che con un apparecchio moderno a tubi elettronici, e si richiede qualche ritocco alle regolazioni durante il periodo di riscaldamento. Mettendo troppo alto il controllo di guadagno si manifestano uno stiramento orizzontale ed altri segni di sovraccarico; disponendolo troppo basso l'immagine cade fuori sincronismo. Fra questi punti, però, l'apparecchio presenta un vasto campo di regolazione, che è molto soddisfacente.

2. - IL CIRCUITO

L'apparecchio impiega 23 transistori e 18 diodi. Inclusi in questi ulteriori sono 4 rettificatori al silicio, che formano l'alimentatore a ponte raddrizzante entrambe le semionde. Il ponte è alimentato dal secondario a 15 V del trasformatore di alimentazione durante la carica delle batterie e il funzionamento con la tensione alternata di linea.

Un filtro risonante minimizza sia l'ondulazione, sia l'ampiezza della componente alternativa: seguono un elettrolitico di ingresso, un'impedenza di 15 millihenry, che è in parallelo ad un altro condensatore, in modo che risuona a circa 120 Hz.

L'ingresso di antenna comprende un trasformatore di adattamento per 300 Ω ed un potenziometro di 1 kΩ prima dello stadio RF. Il potenziometro, che evita il sovraccarico del sintonizzatore sensibile, è una metà del controllo di guadagno manuale; esso è accoppiato ad un altro potenziometro nel circuito di C.A.S.

Il compatto sintonizzatore a disco è del tipo induttanza incrementale variabile a 14 posizioni. Le due posizioni vuote hanno lo scopo di prevedere futuri sviluppi, come ad es. un aumento di attività in UHF. Tre transistor P-N-P tipo 2SA161 costituiscono l'amplificatore RF, l'oscillatore e il mescolatore.

Questo tipo speciale ad alto guadagno, è un'unità mesa al germanio con frequenza di taglio $f\alpha$ di 500 MHz. L'amplificatore a 4 stadi a 20 MHz impiega transistor P-N-P di tipo 2SA124 montati in circuito generalmente convenzionale. Un notevole scostamento è un diodo semiconduttore che è effettivamente in parallelo al secondario del trasformatore FI di ingresso. Esso aiuta ad abbassare il « Q » ed ad evitare il sovraccarico dell'amplificatore. L'uscita a frequenza intermedia è applicata a due diodi rivelatori, uno per il video e l'altro per il C.A.S. L'ultimo è collegato alla base di un transistor amplificatore di C.A.S. (del tipo N-P-N). L'altra metà del doppio controllo di guadagno, una sezione di potenziometro di 10 kΩ, si trova in questo amplificatore, nel circuito del collettore. L'uscita dell'emettitore è applicata alle basi del 1º e del 2º transistore FI. Il rivelatore video è seguito da un amplificatore a 2 stadi prima di raggiungere il tubo catodico. Un circuito trappola di assorbimento nel primo stadio (pilota video) alimenta l'amplificatore FI del suono. Il transistore di uscita video, di tipo N-P-N, 2SC15 ad alto guadagno, è stato appositamente progettato. Esso lavora con una tensione di collettore di 85 volt c.c. o leggermente superiore, la cui sorgente sarà discussa più avanti.

Il suo circuito di emettitore comprende ciò che viene denominato « controllo di contrasto », che è un regolatore da non manovrare da parte dell'utente, e che non funziona nel modo che ci si potrebbe aspettare considerando il suo nome.

Tarato in fabbrica, esso deve essere ritoccato solo nel caso di sostituzione del transistor di uscita video, come segue: col guadagno regolato in modo che il segnale di ingresso alla base di questo stadio sia 1 V punta-punta, si regoli il controllo « Contrasto » per ottenere un'uscita di 55 V punta-punta, che è sufficiente a pilotare il tubo catodico. In sostanza, esso è un regolatore di compensazione delle differenze delle caratteristiche dei transistor.

L'uscita viene applicata ai circuiti di sincronizzazione e al catodo del tubo d'immagine. Questo è un tubo rettangolare a 90º di nuova progettazione, a focalizzazione elettrostatica, il cui numero di catalogo è 210HB4. Impiega un proiettore elettronico rettilineo senza trappola ionica. La Sony dichiara che il proiettore è di costruzione speciale protetta da brevetto, ma non intende fornire ulteriori dettagli. Sebbene questo equipaggio sia introdotto nel collo del tubo R.C. di diametro di solo 1 pollice (25,4 mm), le tensioni di lavoro non sono diverse da quelle prevedibili: alla griglia G_2 sono applicati 250 V, alla griglia G_4 fra 85 e 100 V, che costituisce il controllo di luminosità; il secondo anodo richiede 6.000 V. Il filamento è ai normali 12 V. Lo schermo è alluminizzato.

Le sezione audio consta di due stadi, il secondo dei quali funge anche da limitatore, è seguito da due diodi semiconduttori e costituisce con essi un circuito Foster-Seeley modificato. L'uscita del discriminatore è applicata ad un transistore pilota di audio frequenza e ad una coppia in controfase di transistori di uscita con un circuito familiare a chiunque abbia lavorato cogli apparecchi radio a transistor.

Nel gruppo di sintesi, un diodo limitatore all'ingresso sulla base del primo transistor (amplificatore), funge da separatore. L'uscita perviene a un invertitore di fase, che alimenta la sezione verticale e un rivelatore a doppio diodo di c.a.f. L'uscita di quest'ultimo è applicata alla sezione orizzontale.

Un rapido sguardo ai circuiti di deviazione orizzontale e di alta tensione (Fig. 1) aiuterà a mettere in evidenza le analogie e le differenze in un ricevitore TV a transistor rispetto ai circuiti più familiari a tubi elettronici. Non sono rappresentati due potenziometri di regolazione della frequenza di riga. Uno, che fa capo esternamente costitutisce la regolazione fine. L'altro è semplicemente per la centratura del campo di controllo del primo. Il primo stadio è un oscillatore a bloccaggio formato da una coppia di diodi, inesistente nella versione a tubi del circuito familiare. Il loro scopo principale è di sopprimere i picchi eccessivi di ampiezza, che potrebbero danneggiare il transistor. È pure visibile una bobina stabilizzatrice.

Lo stadio del pilota comprende un con-

trollo pilota. Poichè le caratteristiche dei transistori non variano con l'età così tanto come nel caso dei tubi elettronici, questo comando non è un regolatore ordinario di servizio. Come nel caso del controllo di « Contrasto », esso deve essere usato solo per compensazione in seguito alla sostituzione del transistor. Da ultimo il transistor di uscita è pure di tipo speciale. Questa unità mesa al silicio, che può trattare 50 W, è mostrata montata sul suo raffreddore in fig. 3. Essa alimenta direttamente il trasformatore di ritraccia. Come era da aspettarsi, quest'ultimo ha varie prese e diversi avvolgimenti. Un diodo smorzatore è in parallelo ad uno di essi. Due altri diodi semiconduttori connessi a differenti prese forniscono uscite rettificate a due diversi livelli per necessità oltre i 12 V. Uno provvede i 250 V già menzionati per un elettrodo del tubo catodico. L'altro fornisce un'uscita dell'ordine di 85 ÷ 100 V per il tubo d'immagine, lo stadio di uscita video e la lampada al neon, che indica i canali e avverte che il ricevitore è acceso. Due diodi subminiatura di alta tensione di tipo 1DK1 (i soli due tubi a lato del tubo R.C.), funzionano da duplicatore e forniscono i 6kV.

La sezione di deviazione verticale impiega tre transistori: un oscillatore bloccato (diodo-protetto), un pilota e uno stadio di potenza in uscita, che si accoppia direttamente alle bobine verticali del giogo, senza trasformatore. Oltre al regolatore di frequenza a portata di mano dell'utente, vi sono i controlli a giravite di altezza e di linearità verticale posti sull'alto del telaio (fig. 2) e raggiungibili attraverso un'apertura in alto nel mobile.

Inoltre il controllo adiacente di polarizzazione verticale può essere raggiunto solo quando l'apparecchio è estratto dal mobile. Tale comando è un altro regolatore di compensazione da usare solo in caso di sostituzione del transistor.

3. - SMONTAGGIO E MANUTENZIONE

Come può uno accedere all'interno per espletare il servizio? È facile quando si conosce il modo. Togliere lo schermo della luce allentando la vite che lo trattiene. Per ciò vi è una sola vite dal di sotto. Poi si devono togliere le sole due viti posteriori, si può così rimuovere le due strisce metalliche orizzontali, una per lato del mobile, una delle quali è visibile sul coperchio. Sotto a ciascuna striscia, verso il davanti, vi è un'altra vite. Anche queste due vengono fuori. Avendo tolto le strisce, si nota bene che esse coprono qualche regolatore, che ora viene a disposizione. Essi sono il regolatore grossolano della frequenza orizzontale e quello di « contrasto » sul lato destro dal davanti ed il regolatore del pilota orizzontale sul lato sinistro.

Ora devono essere estratte le sole 4 viti rimanenti sul pannello posteriore. Rimangono inalterati i due zoccolini per l'entrata 300 Ω, e così anche uno direttamente sotto il controllo di frequenza verticale. Dopo aver tolti i bottoni esterni, l'apparecchio può essere estratto dal suo guscio. Se voi non conoscete il segreto, ciò che ora vedete è molto scoraggiante (pag. 562): l'accessibilità in questo capolavoro di compattezza sembra impossibile. Invece l'apparecchio si apre fuori con un pochino più di difficoltà di una carta stradale (e anche meno di certe carte). La maggior parte dei circuiti è montata su basette stampate a 3 spine, che si infilano intorno al collo del tubo. Per liberare le basette dovete togliere le due strisce metalliche, che le supportano in alto (fig. 2).

La striscia più corta viene rilasciata togliendo la vite (cerchiata) che la trattiene. La striscia più lunga è trattenuta da 2 viti cerchiate in fig. 2 e in fig. 3. Due altre viti, cerchiate in fig. 3, si devono pure togliere per asportare il raffreddatore del transistor di uscita orizzontale, che è attaccato a una delle strisce. Con le basette estratte voi potete raggiungere qualsiasi componente su di esse o fuori di esse, con facilità.

La maggior parte delle connessioni delle basette sono fatte con zoccoli a spine multiple e con chiavetta di riferimento visibili sul telaio. Qualche altra connessione è fatta con conduttori chiaramente identificabili, che possono pure essere disinnestati.

La basetta B comprende le sezioni FI video e rivelatrice. I circuiti audio, dell'amplificatore video e di sincronizzazione sono sulle basette C-D. I circuiti di deviazione orizzontale e verticale riempiono le basette E-F.

I nomi dei componenti, le tensioni ed i connettori sono indicati sulla faccia recante i fili di collegamento.

Come si fa a sapere se vi è disponibilità di parti di ricambio, come si fa la manutenzione e quali sono le note di servizio? La Sony sta preparando il necessario come ha fatto per gli apparecchi radio.

L'apparecchio completo viene garantito per tre mesi e le parti componenti per un anno.

Il servizio tecnico sarà espletato dal fabbricante che provvederà anche le parti di ricambio, ma le note di servizio, in corso di preparazione, verranno distribuite agli indipendenti.

La maggior parte riguarderà le sostituzioni da farsi in casa. Il fabbricante fornirà d'obbligo su richiesta un elenco degli equivalenti locali della maggior parte dei transistori usati. Però per qualche tipo speciale, come ad es. certi transistor usati nei circuiti di deviazione e nel sintonizzatore, non vi sono equivalenti.

Ciò vale anche per il tubo R.C. Ansiosa di evitare difficoltà di sostituzioni, la Sony introduce l'apparecchio TV nelle zone nel momento in cui può essere sicura che si possano effettuare le sostituzioni ed il servizio tecnico.

Lo schema dell'apparecchio è largamente documentato con forme d'onda; sono pure indicati i valori delle tensioni previste. Ovviamente lo scopo da raggiungere è di possedere un mezzo efficace quando il servizio è necessario.

Sebbene la tecnica di servizio sia diversa da quella usata per i ricevitori TV a tubi elettronici, essa non è radicalmente diversa dai metodi richiesti per gli altri due tipi di apparecchi a transistor già esistenti sul mercato. In questo senso le tecniche non differiranno molto da quelle usate per altri televisori transistorizzati non ancora nati.

Tali apparecchi saranno disponibili in futuro inevitabilmente.

I tecnici della manutenzione, come è avvenuto per l'addietro, dovranno indubbiamente imparare queste innovazioni molto rapidamente.

(a.c.)

Fig. 1 - Analogie e differenze delle sezioni dell'oscillatore orizzontale, della deviazione orizzontale e dell'alta tensione, rispetto a un ricevitore TV equipaggiato con tubi elettronici.

Fig. 2 - Togliendo l'involucro costituente il mobile, si vede il montaggio interno molto compatto. Osservare le tre basette stampate montate verticalmente.

Fig. 3 - In questa figura sono indicati alcuni componenti non visibili in fig. 2. Uno schermo è posto fra le basette C-D ed E-F. E' indicato a destra con «shield».

Gli anni verdi della radio italiana

(segue da pag. 529)

Ma per mantenerci nel campo delle radioricezioni, cosa che più interessa i nostri lettori, dirò che sino all'avvento della valvola elettronica, l'unico ricevitore valido era il « detector » (*rivelatore*) *con cuffia telefonica.*

Prima ancora delle trasmissioni radiofoniche cioè nel decennio dal 1912 al 1922, per la ricezione dei segnali orari della Tour Eiffel, noi radioamatori pionieri abbiamo successivamente impiegato il « coherer » ed il « detector magnetico » di Marconi e poi il detector a galena. che è rimasto poi come praticamente unico ricevitore delle trasmissioni radiofoniche sino al 1925.

L'entrata in uso pratico delle prime valvole elettroniche dopo tale data ha dato poi l'avvio ai successivi sviluppi dei radioricevitori, dapprima del tipo a circuiti accordati plurimi in alta frequenza e poi del tipo a supereterodina, oggi tutt'ora in uso.

Mi duole, per mancanza di spazio in questa ristretta sede, di non poter entrare in maggiori particolari retrospettivi, inediti o poco conosciuti: la storia della Radio nell'arco di quest'ultimo cinquantennio è, credetemi, molto interessante, suggestiva e sopratutto istruttiva nel quadro della valorizzazione e del riconoscimento dell'opera emerita della sparuta ma brillantissima e tenace compagine dei tecnici pionieri.

A

Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Voxson 301 - 302 con comando a distanza

1. - GENERALITÀ

I televisori della serie Voxson 301-302 sono forniti completi del comando a distanza ad ultrasuoni Spatial Control mod. SC88 che descriveremo prossimante, e sono predisposti per la ricezione di 13 canali VHF e per i canali della gamma UHF. Il cinescopio è del tipo da 23'' con deflessione a 110°, focalizzazione elettrostatica automatica. Tali televisori hanno delle caratteristiche particolari dovute alla presenza del servo-comando per la commutazione dei canali, del controllo automatico del contrasto, ottenuto tramite una foto resistenza e da due altoparlanti per la riproduzione delle note alte e basse. L'alimentazione è del tipo universale con un assorbimento di circa 210 VA. L'impedenza d'ingresso di antenna 300 Ω bilanciati. Media frequenza video 40 - 47 MHz (portante video convertia su 45,75 MHz e quella audio su 40,25 MHz).

2. - TUBI ELETTRONICI

V_{101} = EF80 1° amplificatore MF video, V_{102} = EF80 2° amplificatore video, V_{103} = EF80 3° amplificatore, video, V_{104} = 0A90 rivelatore video, V_{201} = EL 84 finale video, V_{202} = EAA91 (6AL5) ritardo CAG sintonizzatore e DC restorer, V_{203} = ECC83 (12AX7) soppressore di disturbi, separatore di sincronismo. V_{204} = ECF80 amplificatore CAG ad impulsi e stabilizzatore di tensione, V_{301} = EL84 (6BQ5) finale audio, V_{302} = EABC80 (6T8) discriminatore e preamplificatore audio, V_{303} = EF80 amplificatore MF audio, V_{401} = EC82 (12AU7) oscillatore orizzontale, V_{402} = 0A81 discriminatore CAF, V_{403} = 0A81 discriminatore CAF, V_{501} = ECC82 (12AU7) invertitore di sincronismi ed oscillatore verticale, V_{502} = EL84 finale verticale, V_{601} = 23CP4 cinescopio, V_{602} = 6AU4 GTA damper, V_{603} = 1B3 GT raddrizzatrice EAT, V_{604} = 6DQ6 finale orizzontale, V_{605} = B8.731.03 foto resistenza per contrasto automatico, V_{606} = 0A210 raddrizzatore anodico, V_{607} = 0A210 raddrizzatore anodico, V_{801} = 6AF4A oscillatore UHF, V_{802} = 1N82A mescolatore UHF, V_{901} = ECC189 = amplificatore a RF-VHF, V_{902} = ECF80 oscillatore mescolatore VHF.

3. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Riteniamo opportuno di illustrarne il circuito di questo televisore, cosicchè i lettori meno esperti, con l'aiuto dello schema elettrico, pubblicato come al solito nella rubrica archivio schemi in questo stesso numero della rivista, potranno rendersi conto del funzionamento dei vari stadi.

3.1. - Alimentazione

È stata realizzata tramite un trasformatore ciò che ha il notevole vantaggio, rispetto all'uso di un autotrasformatore, di isolare lo chassis dalla rete. La tensione anodica è fornita da un circuito raddrizzatore duplicatore di tensione formato da due diodi al silicio.

Fig. 1 - Curve di taratura rilevabili sul ricevitore di TV, Voxson 301-302.

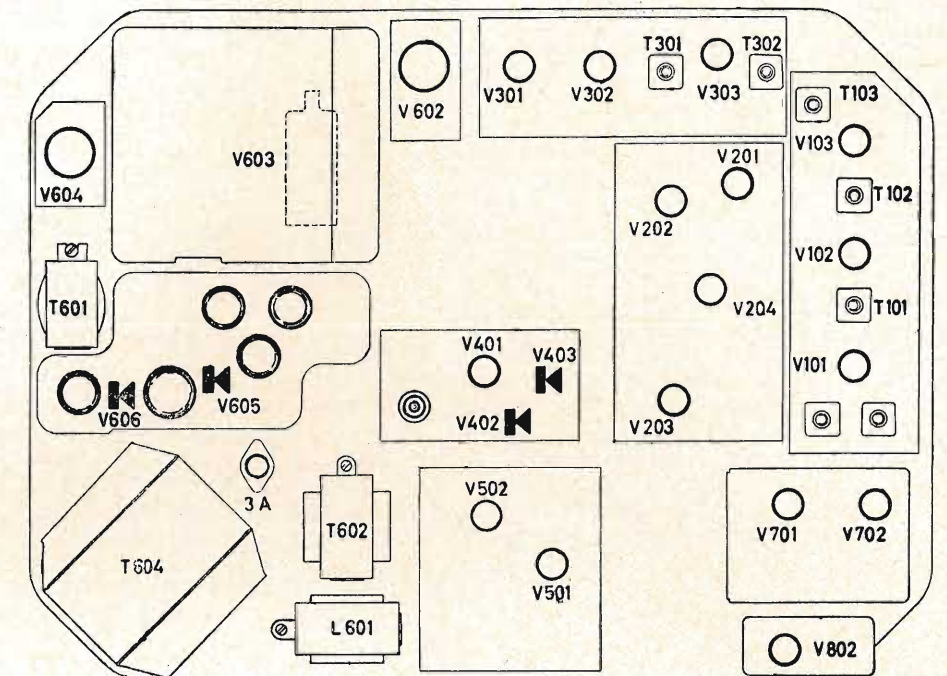



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sul telaio.

Ciò consente un minore riscaldamento unitamente ad un minore consumo.

3.2. - Sintonizzatore VHF

È costituito da uno stadio preamplificatore « cascode » che impiega un doppio triodo ECC189, con commutatore a flange, e da uno stadio mescolatore oscillatore con pentodo-triodo ECF80.

Un condensatore variabile consente di eseguire la regolazione fine della sintonia agendo sulla frequenza dell'oscillatore locale.

Il primo trasformatore di media frequenza (L_{932}) è disposto sul sintonizzatore all'uscita del mescolatore. Il segnale di MF viene trasferito dal sintonizzatore, tramite un cavetto coassiale, al pannello di MF video.

3.3. - Sintonizzatore UHF

Le ricezione della gamma UHF, compresa fra 470 e 920 MHz, avviene tramite un apposito sintonizzatore che trasforma i segnali a RF al valore della media frequenza video 40-47 MHz. L'oscillatore locale è costituito da un tubo 6AF4A mentre un diodo 1N82A assolve al compito di mescolatore.

Il circuito di entrata UHF è costituito da linee risonanti opportunamente collegate a dei condensatori variabili aventi comando unico. L'uscita del sintonizzatore UHF è collegata, mediante cavetto coassiale a 50 Ω, all'ingresso del sintonizzatore VHF il quale nella posizione UHF funge da ulteriore amplificatore a MF. Naturalmente in tale condizioni la sezione triodica del tubo ECF80 - V_{902} è resa inattiva.

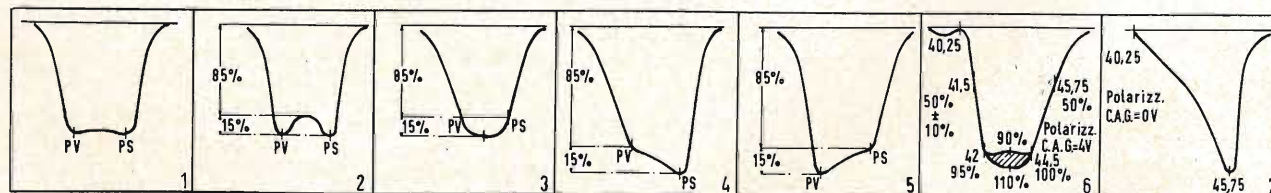
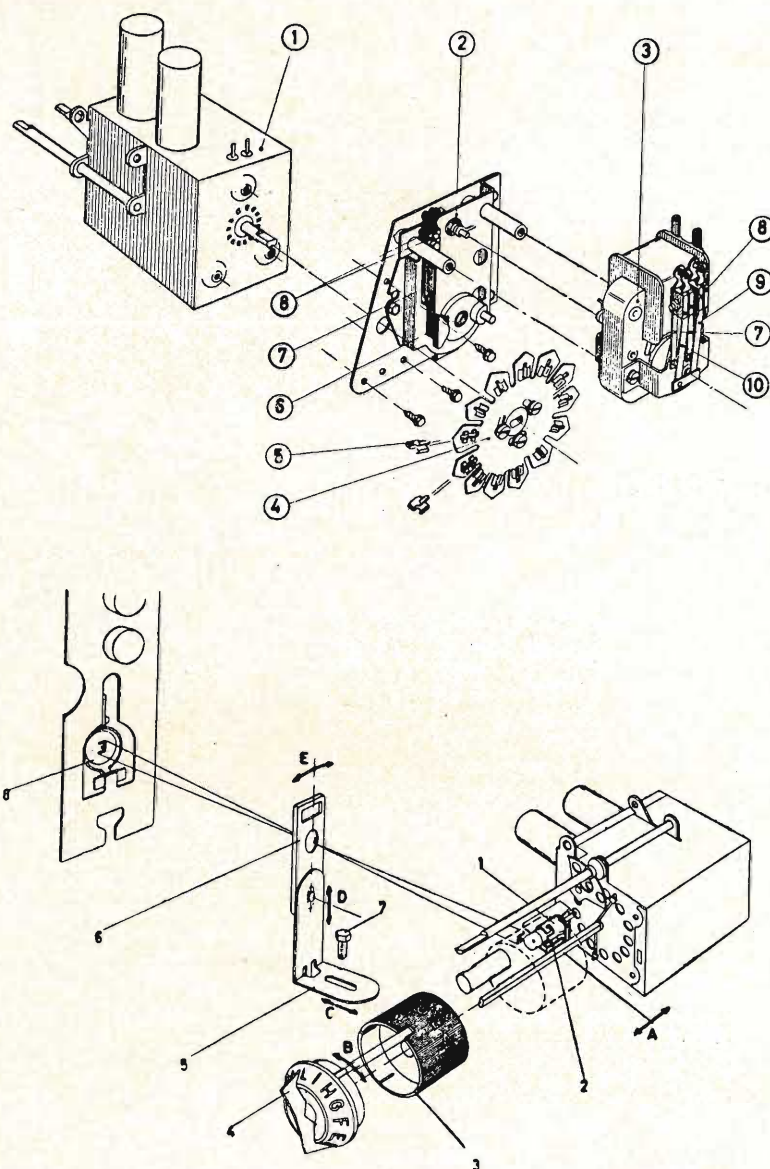
3.4. - Media frequenza video

L'amplificatore video comprende tre stadi (oltre al trasformatore L_{932} che fa parte del sintonizzatore) nei quali viene fatto uso di valvole EF80 e che sono accordati su frequenze sfalsate in modo tale da ottenere una banda passante sufficientemente ampia ed una elevata amplificazione totale.

La portante audio viene attenuata tramite la trappola L_{101} in modo da mantenere nell'esatto rapporto i livelli della portante video a 45,75 MHz e la portante audio a 40,25 MHz.

Il rivelatore, un diodo al germanio tipo 0A90-V_{104}, è collegato per uscita negativa. Le bobine L_{201} e L_{202} permettono di ottenere una perfetta risposta del rivelatore.

3.5. - Finale video e regolazione automatica della luminosità

L'amplificatore finale del video comprende una valvola EL84 V_{201} e le bobine L_{203} e L_{204} il cui compito è quello di compensare l'amplificazione alle frequenze più alte. Il segnale video, tramite il condensatore C_{204}, viene inviato al catodo del cinescopio. Tale segnale inoltre è applicato alla sezione B della V_{202}: la tensione continua che risulta dalla rettificazione viene inviata al catodo del cinescopio. Ciò consente di mantenere costantemente il livello

Figg. 3, 4 - In alto: sistemazione del complesso servomotore. In basso: disposizione del sistema di proiezione a lettere luminose per l'indicazione del canale di sintonia.

del nero del segnale video al limite di interdizione del cinescopio, sia al variare del contrasto sia al variare della luminosità media dell'immagine. Ciò evidentemente permette di eliminare il comando della luminosità e di avere una resa più fedele dei tono delle immagini.

3.6. - Media frequenza a 5,5 MHz e finale suono

Il battimento a 5,5 MHz tra le portanti audio e video si preleva in placca della finale video tramite il trasformatore T_{302}. Questo trasformatore ha due compiti distinti: impedisce al segnale a 5,5 MHz di raggiungere il cinescopio e lo trasferisce alla griglia della valvola EF80 (V_{303}) che funge da amplificatrice di media frequenza audio e da limitatrice.

Il segnale audio al potenziometro P_{602}, regolatore di volume, viene fornito da un discriminatore a rapporto costituito dai due diodi della valvola V_{303} EABC80 attraverso una rete di deenfasi. Il potenziometro P_{601} ed il condensatore C_{601} servono per la regolazione del tono.

La sezione triodica della EABC80 funziona da amplificatrice di bassa frequenza mentre lo stadio finale è realizzato con una valvola EL84.

Un effetto sufficientemente efficace di controreazione, con riduzione della distorsione, è stato ottenuto riportando sul catodo della valvola finale parte del segnale presente sul secondario del trasformatore di uscita audio T_{601}.

3.7. - Separatore di sincronismo e soppressore dei disturbi

Il segnale video, prelevato dalla placca della finale video V_{201} dopo le bobine di compensazione, viene inviato alla griglia della valvola V_{203}, sezione B, tramite i componenti R_{215} - C_{208} e R_{217} - C_{209}. La sezione B di tale valvola provvede alla separazione dei segnali di sincronismo dalla modulazione video, mentre la V_{501} ne esegue l'inversione.

La sezione A della valvola V_{203} funziona come soppressore di disturbi nel seguente modo: alla griglia della V_{203B} è applicata, tramite R_{212} e R_{219} una tensione continua identica a quella presente sulla griglia della V_{203A} mentre attraverso R_{212} e R_{219} perviene ad essa il segnale video. Il catodo è polarizzato in modo tale che in assenza di disturbi la valvola sia mantenuta in interdizione. Quando invece il segnale video è accompagnato da un disturbo avente una ampiezza superiore a quella dei sincronismi, la V_{203B} diventa conduttrice e di conseguenza nel circuito di placca si forma un segnale avente fase opposta a quella del disturbo che viene annullato.

3.8. - CAG e controllo automatico del contrasto

La sezione a della valvola V_{204} fornisce la tensione per il controllo automatico di guadagno e funge da amplificatrice ad impulsi. Mentre alla griglia il segnale video viene applicato attraverso un partitore costituito da R_{216}, R_{222}, R_{223} e dalla fotoresistenza V_{605}, la placca della valvola è alimentata con gli impulsi che sono prelevati dal trasformatore di riga.

La valvola perciò può condurre solo durante il tempo di ritorno di riga. Dato che questo ritorno coincide con gli impulsi e perciò non sarà influenzata dal valore medio del segnale video oppure da eventuali disturbi.

La tensione amplificata del CAG è prelevata dalla placca della V_{204} A ed inviata a controllare la valvole di media frequenza e l'amplificatrice a RF V_{901}. Il controllo di quest'ultima è ritardato da un partitore R_{229}, R_{230} inserito tra la tensione negativa di controllo che si preleva dalla placca della V_{204} e la tensione anodica. Nel circuito è inserito un diodo, V_{202B}, avente il compito di impedire che in presenza di segnali molto deboli la tensione del CAG diventi positiva.

La sezione B della valvola V_{204} funziona come stabilizzatrice di tensione: la griglia è mantenuta ad un potenziale costante tramite il partitore R_{227}, R_{228} dimodoche sul catodo si ottiene una tensione costante di 155 V. Detta tensione va ad alimentare le griglie schermo della valvole MF V_{101} e V_{102} tramite R_{231}, e la griglia schermo della valvola finale video V_{201} ed il catodo della V_{204B}.

Il controllo manuale del contrasto si esegue variando la polarizzazione, cioè il guadagno, della media frequenza video. Esso si esegue agendo sul potenziometro P_{605} che agisce sulla polarizzazione della valvola V_{204B}. Per limitare il contrasto massimo in serie al suddetto potenziometro è stato inserito un altro potenziometro P_{604}.

La regolazione automatica del contrasto è realizzata con l'impiego della fotoresistenza V_{605}. Aumentando la luminosità ambientale il valore ohmico della fotoresistenza si abbassa e perciò diminuisce il segnale video in griglia della valvola V_{204B} ciò che da luogo ad una riduzione della tensione del CAG e ad un aumento del contrasto.

3.9. - Circuiti di deflessione orizzontale e verticale

La valvola V_{501B}, che funge da invertitrice di sincronismi; fornisce due sequenze di segno opposto che sono applicate ai diodi V_{402} e V_{403} attraverso i condensatori C_{502} e C_{504} per il controllo automatico di frequenza dell'oscillatore verticale, che è formato da un doppio diodo triodo V_{401} che funge da multivibratore ad accoppiamento catodico. Il circuito volano L_{401} C_{404} ha il compito di stabilizzare la frequenza. La sincronizzazione orizzontale è regolata dal potenziometro P_{609} che varia la resistenza fra la griglia e la massa della seconda sezione della V_{401}. Il segnale presente all'uscita di questa valvola viene inviato alla griglia della finale orizzontale V_{604}, 6DQ6A attraverso il condensatore C_{407}.

Il potenziometro P_{610} che agisce sulla tensione di griglia schermo della V_{604} variando la corrente, serve a regolare la larghezza dell'immagine. Invece la linearità orizzontale è regolata per mezzo della bobina L_{602} che unitamente ai condensatori C_{616} e C_{617} corregge la forma d'onda della corrente che scorre nella valvola finale orizzontale.

Come damper (cioè diodo economizzatore) è usata la valvola 6AU6, V_{602}, mentre la EAT è fornita dalla valvola 1G3, V_{603}.

Un apposito avvolgimento del trasformatore di riga, T_{603}, fornisce un impulso che viene applicato per mezzo della R_{166} al punto di giunzione dei diodi V_{402} e V_{403}.

La fase di questo impulso viene confrontata con quella degli impulsi prelevati dalla V_{501A} dimodochè tale confronto fornisce una tensione continua che prelevata al centro del partitore R_{401}, R_{402}, viene applicata alla griglia del primo triodo dell'oscillatore orizzontale correggendone la frequenza nel caso tendesse a spostarsi.

Dalla placca della valvola invertitrice dei sincronismi V_{501B} vengono prelevati gli impulsi per la sincronizzazione verticale che, attraverso la rete di integrazione costituita da R_{505}, R_{506} e C_{505}, C_{506} vengono applicati alla griglia della valvola V_{501} sezione B. Questa valvola, unitamente alla EL84, V_{502}, finale verticale, costituisce l'oscillatore verticale ed è impiegata in un circuito multivibratore la cui frequenza può essere variata tramite il potenziometro P_{606}, che comanda il sincronismo verticale. L'ampiezza della deflessione dipende dalla tensione anodica della V_{501A}: tensione che può essere variata dal potenziometro P_{607} La tensione rialzata fornita dal circuito di deflessione orizzontale fornisce l'alimentazione anodica per la suddetta valvola. Ciò è possibile dato che nel trasformatore di riga T_{603} esiste un apposita presa.

Il potenziometro P_{608} serve a scegliere il giusto punto di lavoro della valvola finale verticale EL84, V_{502}, permettendo così di regolare la linearità verticale. La tensione di cancellazione del ritorno verticale viene prelevata ai capi della bobina di deflessione verticale e viene inviata alla griglia del cinescopio attraverso il condensatore C_{604}.

3.10. - Servocomando per il cambio di canale

Il servocomando per il cambio di canale è messo in funzione tramite le semplice pressione di un pulsante. Esso si compone di un motorino elettrico ad induzione completo di riduttore ad ingranaggi e di un dispositivo a croce di malta per il trascinamento a scatti del commutatore di canale. L'avviamento e l'arresto automatico del commutatore sui canali predisposti avviene mediante l'azione del pulsante PU_{601} — facente parte dei comandi frontali — e degli interruttori I_{601} e I_{602}.

L'interruttore I_{602} è comandato dallo spostamento assiale del rotore del motorino M e si chiude all'atto dell'avviamento. L'interruttore I_{601} è azionato da una camme disposta sull'albero del perno di trascinamento della croce di malta. Detta camme permette all'interruttore di aprirsi soltanto quando il perno non impegna la croce di malta ed il sintonizzatore è in posizione corretta per la ricezione di un canale.

L'interruttore I_{601} è comandato anche dalle mollette per la predisposizione dei canali disposte sulla croce di malta. Ciascuna molletta, allorchè è predisposta, provoca l'apertura dell'interruttore quando il sintonizzatore è sulla posizione di canale.

Concludendo l'insieme funziona nel modo seguente: nella posizione di riposo tutti gli interruttori sono aperti, qualora si agisca sul pulsante frontale PU_{601} il motore viene avviato (la tensione necessaria a 125 V è fornita dal trasformatore di alimentazione) e l'interruttore I_{602} si chiude. La camme si sposta ed aziona l'interruttore I_{601} che resta chiuso fino a che il commutatore di canale si muove su delle posizioni non predisposte mentre si apre sul canale predisposto ed il sintonizzatore si arresta. Contemporaneamente si apre anche l'interruttore I_{602} che, chiudendosi solo a motore eccitato, consente di azionare manualmente il commutatore di canale.

L'interrutore I_{602} è doppio e i contatti di una sezione chiudendosi collegano a massa il punto di giunzione fra R_{227} ed R_{228} dimodochè si forma sul circuito CAG una tensione negativa che blocca le valvole di MF video. Perciò quando il motorino è in funzione il quadro si spegne e l'audio è interrotto.

Il motorino che aziona il sintonizzatore è realizzato per un funzionamento intermittente quindi è necessario che non venga sottoposto a funzionamento continuativo o sia usato per lunghi periodi di tempo.

PANNELLO OSCILLATORE E FINALE VERTICALE

PANNELLO OSCILLATORE ORIZZONTALE

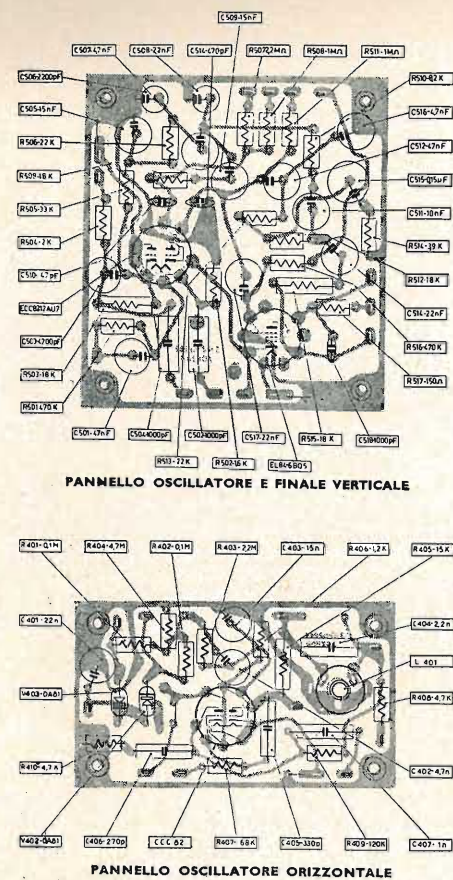



Fig. 5 - Pannelli a circuiti stampati dell'oscillatore e finale verticale e dell'oscillatore orizzontale.

4. - NOTE DI SERVIZIO

4.1. - Giogo di deflessione

Nel caso l'immagine risulti inclinata è opportuno correggere la posizione del giogo di deflessione ruotandolo attorno al collo del cinescopio, cosa che è possibile dopo che si è allentata la molla che lo blocca.

4.2. - Centratore

È costituito da due anelli magnetizzati i quali possono ruotare in modo concentrico al collo del cinescopio. La centratura dell'immagine si esegue ruotando assieme i due anelli, tenendo le due levette leggermente divaricate, fino ad ottenere l'effetto voluto. Qualora lo spostamento sia insufficiente occorre divaricare maggiormente le due levette. Dopo le operazioni di centratura può essere necessario ritoccare i comandi di linearità.

4.3. - Regolazione della luminosità

Questa regolazione, che serve a portare il livello del nero del segnale video al limite di interdizione del cinescopio, si esegue portando al minimo la manopola del contrasto, in modo da annullare il segnale video, agendo sul comando di luminosità portandosi al limite di interdizione del cinescopio (*immagine appena percettibile*).

4.4. - Regolazione del contrasto massimo

Si tratta di una operazione avente lo scopo di rendere graduale il comando anteriore del contrasto per qualsiasi valore di ampiezza del segnale in antenna.

Si abbia l'avvertenza di operare con locale in condizioni di massima luminosità, spegnendo il ricevitore del comando a distanza, se il televisore ne è dotato. Si porti al massimo il comando anteriore del contrasto ed agendo sul comando posteriore di limitazione di contrasto si porti l'immagine al limite della distorsione.

4.5. - Controllo della sincronizzazione orizzontale

Ruotando il commutatore di canale e riportandolo nella posizione di partenza, l'immagine deve sincronizzarsi immediantamente in caso contrario occorre ritoccare il comando di sincronismo orizzontale. La bobina volano L_{401} è allineata in fabbrica e generalmente non deve essere ritoccata.

4.6. - Manutenzione del servocomando cambio-canali

La manutenzione del servomotore non richiede particolari attenzioni dato che il motorino è provvisto di boccole autolubrificanti in ferro sinterizzato. Il pignoncino del riduttore è montato su boccole di nylon e così pure la prima ruota del riduttore. Ogni tanto sarà necessario lubrificare la croce di malta con del grasso.

4.7. - Smontaggio del motorino e accessori

Per quanto i guasti al complesso servomotore siano rarissimi, in caso di smontaggio del motorino si dovranno seguire le seguenti istruzioni: Togliere le due viti 4, con testa cilindrica, che fissano anche i supporti del rotore (figura 3). Nel rimontare il motorino occorre avere l'avvertenza di assestare la posizione del rotore stesso con leggeri colpi prima di bloccarle: ciò allo scopo di ottenere l'allineamento delle boccole orientabili, sulle quali si impernia l'asse del rotore. Per rimuovere il riduttore è necessario togliere la croce di malta che è fissata all'asse del sintonizzatore mediante una vite. Il riduttore può essere asportato svitando le tre viti autofilettanti che lo fissano al sintonizzatore. Tutti gli interruttori sono fissati con una sola vite.

4.8. - Note di servizio sui circuiti stampati

Le riparazioni sui circuiti stampati, come abbiamo già detto, richiedono alcune precauzioni da parte del tecnico, dato che operando su di essi si corre il pericolo di distaccare lo strato conduttore dal supporto. Ciò naturalmente si verifica qualora lo strato, ad opera del saldatore, sia riscaldato in modo eccessivo.

Per procedere alla sostituzione di un componente qualsiasi, sia esso una resistenza un condensatore od un zoccolo, è consigliabile frantumarlo, mediante le pinze o le tronchesi, ed utilizzare, dopo averli raddrizzati e puliti, i terminali come ancoraggio per la saldatura del nuovo componente. I terminali di quest'ultimo debbono essere sufficientemente lunghi in modo da evitare che durante le operazioni di saldatura se ne alteri il valore. Inoltre è importante ricordare che il collegamento di un conduttore deve essere sempre eseguito tramite saldatura e mai per attorcigliamento. Infatti in fabbrica l'operazione di ancoraggio dei conduttori è eseguita mediante una speciale attrezzatura che consente un fortissimo serraggio del conduttore sul terminale.

4.9. - Taratura

Le operazioni di taratura vanno eseguite nello stesso modo indicato per altri tipi similari della stessa marca, e su di esso ritorneremo descrivendo il modello 303. Per adesso ci limitiamo a riportare le curve di taratura. (fig. 1)

4.10. - Regolazione proiezione lettere dei canali

Qualora le lettere luminose non risultessero nell'esatta posizione o non fossero nettamente distinte, si può agire nei seguenti organi: Il portalampadine 2 (figura 4) può spostarsi nelle direzioni indicate dalla freccia A e regola l'illuminazione della lettere in senso orizzontale.

Il tamburo 3 può ruotare di qualche grado nelle direzioni della freccia B e regola l'illuminazione della lettere in senso verticale. L'esatta messa a fuoco si ottiene allentando la vite 7 e regolando, nella direzione C, la staffetta 5. Il centraggio esatto della lettere può essere eseguito per mezzo della lente 6 che si può muovere nelle direzioni E e D e provoca lo spostamento della lettera in senso orizzontale e verticale.

A

Circuiti stampati per radio

0284-B. Sabbatini - Buenos Aires.

Numerose sono le ditte che in Italia producono i circuiti stampati per radio i cui indirizzi fra l'altro sono reperibili nelle inserzioni della Rivista. Per sua comodità ne riporto alcuni, ai quali si potranno rivolgere i suoi incaricati per eventuali acquisti: Ditta Martini, circuiti stampati (Via Bianconi, 16 Milano) Lares (Via Roma, 98, Paderno Dugnano); La Zincocelere (Via Rivalta, 34 Torino) oltre le note ditte come la Philips, la Radio Allocchio Bacchini, la Transcontinental Radio ecc. Per acquisti al minuto si può rivolgere ai principali negozianti di materiale radio come Marcucci, Ali, Gbc, Galbiati, ecc.

(*P. Soati*)

Notizie relative al rice-trasmettitore TR 1143A

0285 - *Sig. U. Dalla - Treviso.*

Gli schemi e le notizie relative le modifiche da apportare al rice-trasmettitore TR1143A che le interessano sono state pubblicate nei fascicoli di luglio e agosto 1959 della Rivista che le saranno spediti, se disponibili, dall'ufficio amministrativo.

Nel caso le interessino ulteriori informazioni rimango a sua completa disposizione. Le valvole VR91 corrispondono alle valvole RF50 dalle quali naturalmente possono essere sostituite. La risposta agli altri quesiti la troverà nei suddetti fascicoli.

(*P. Soati*)

Ricevitore del surplus tedesco (MWE) C

0286 - *Richiedenti diversi.*

In figura 1 si riporta lo schema del ricevitore del surplus tedesco « MWE » C che ci è stato richiesto da numerosissimi lettori. Si tratta di un ricevitore adatto alla ricezione delle frequenze comprese fra 830 e 3000 kHz suddivise in due gamme: 830-1600 kHz e 1600-3000 kHz. Il valore della media frequenza è di 352 kHz. L'alimentazione anodica deve essere di 130 V 30 mA, e l'accensione dei filamenti 12 V 1, 2A. Il circuito è composto da nove valvole, tutte uguali, del tipo RV12P2000.

Valore dei vari componenti indicati sullo schema numericamente: 2-12 = 74 spire; 3, 13, 11, 24, 27, 29, 31, 33, 35, 38, 41, 47, 51, 54, 56, 58, 60, 62, 64, 67, 70, 75, 84, 87, 94, 98, 100, 162 = 0,1 μF; 4, 39, 43, 119 a-d = commutatori: 5a-d = 350 spire; 6, 7, 10 = 80 nF; 8 = 13, 5V/5; 9 = strumento; 23 = 700 spire; 25 = 15.000 Ω; 26, 28, 71 = 50.000 Ω; 30 = 2.000 Ω; 32, 36, 37, 53, 57, 61, 65, 79, 81, = 5.000 Ω; 34, 48, 59, 82, 88, 93, 110 = 100.000 Ω; 40, 50, 68, 69 = 1.000 Ω; 42, 46, 154 = 30.000 Ω; 44 = 50.000 Ω; 45, 49, 95 = 5 pF; 52 = trasformatore; 55 = 6.000 Ω; 63 = 16.000 Ω; 66 = 100 Ω; 72, 73 = 5.000 Ω lineare; 74, 86 = 2500 Ω; 77, 77 = 500 Ω; 78, 80 = 0,5 μF; 83 108 = 100 pF; 85 = 800 Ω; 89, 104, 109, 50 pF; 90, 99 = 200.000 Ω; 91 = 10 nF; 92 = 700.000 Ω; 96 = 300.000 Ω; 97 = 400 mila Ω; 101 = 113, 114, 116 = 500.000 Ω; 102, 105, 127, 185 = 45 pF; 103, 106, 107 = I MΩ; 111 = 300.000 Ω log.; 112 = 2nF; 115, 117, 182 = 30 pF; 118 = 10.000 Ω; 118a = 20.000 Ω; 120, 123, 124, 126, 129, 133, 137a-c, 143a-c, 144, 150, 152, 153, 156, 163, 168, 175, 179, 184, 184a = induttanze; 121a-d = 360 pF; 112, 125, 130, 131, 139, 141, 145, 148, 3-12 pF; 128, 132, 147, 159 = 20 pF; 134 = 2,4 nF; 135 = 1500 Ω;

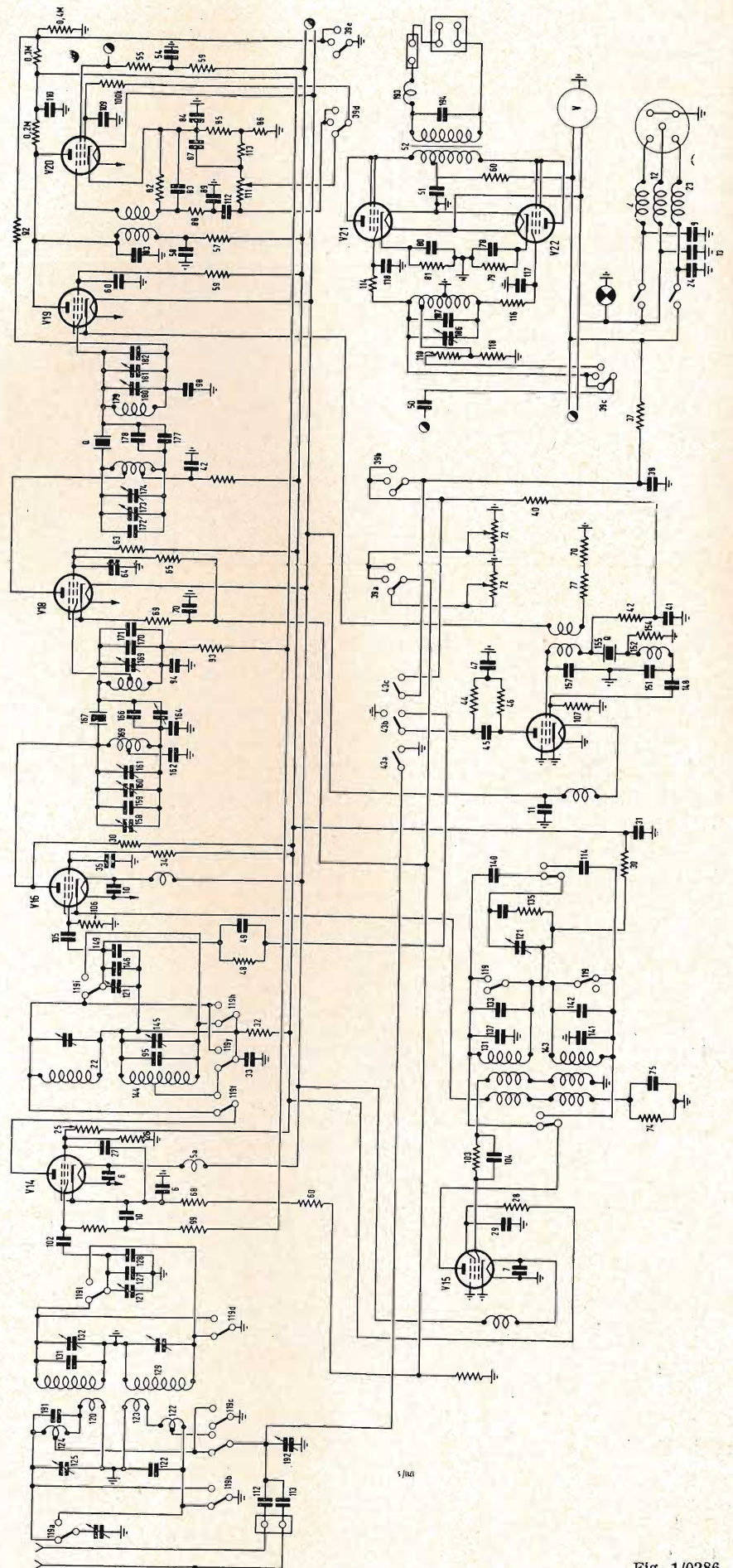



Fig. 1/0286

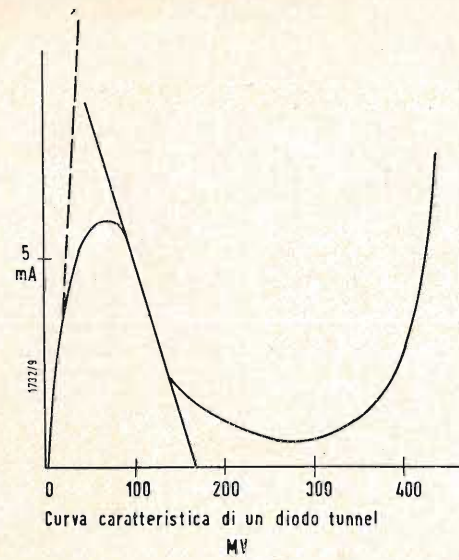



Fig. 1/0287

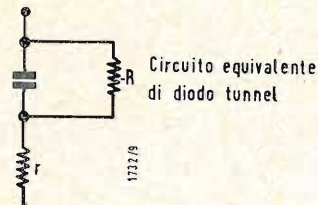



Fig. 2/0287

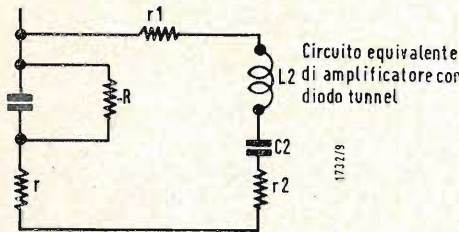



Fig. 3/0287

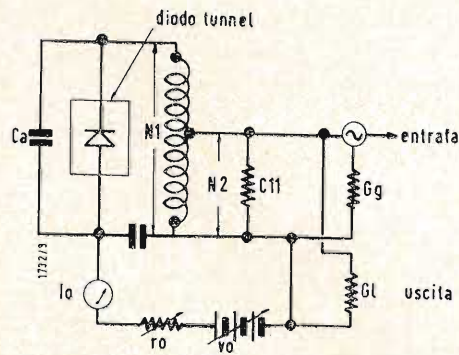



Fig. 4/0287

136, 166 = 10 pF; 138 = 65 pF; 140 = 1265 pF; 142 = 61 pF; 146, 171 = 35 pF; 151, 157 = 300 pF; 155-353 kHz; 158, 160, 165, 170, 173, 177, 181 = 6-10 pF; 161 169, 174, 180, 8-17 pF; 164, 191, 194 = 500 pF; 164, 176 = 352 kHz; 172 = 55 pF; 178 = 15 pF; 183 = 400 pF; 186 = 7-100 pF; 187 = 2 x 500 + 190 + 190 pF; 190 = 200 pF; 192 = 5-45 pF; 196 = cuffie.

(*P. Soati*)

Notizie a proposito del diodo tunnel o diodo di Esaki

0287 – *Sig. F. M. De Luca – Lauro.*

Nel n° 3 de *l'antenna* del corrente anno è stato pubblicato un articolo con il quale si illustrava il funzionamento del diodo tunnel, o diodo di Esaki, mettendone in evidenza i vantaggi. In questo articolo, come premessa si diceva quanto segue. Il diodo tunnel, realizzato da Esaki, fisico giapponese, nel 1958, è ora oggetto di approfonditi studi effettuati da tutte le maggiori aziende elettroniche. La ragione più importante di questo interesse sta nel fatto che con questo diodo si possono realizzare degli stadi di entrata a basso rumore nel campo delle UHF ed anche in quelle delle microonde, senza dover ricorrere a delle esecuzioni particolarmente difficili come capita con i transistori. Infatti nel diodo tunnel, contrariamente a quanto succede nei diodi e transistori normali, il fenomeno della conduzione avviene alla velocità della luce. La frequenza limite viene quindi fissata solo dalla capacità del diodo, dalla sua resistenza di perdita e dalle capacità esterne, ma non dalle velocità di spostamento dei portatori di cariche all'interno del semiconduttore. Un altro vantaggio di questo diodo sta nel fatto che le sue caratteristiche sono praticamente indipendenti dalla temperatura. L'articolo prosegue con una trattazione abbastanza dettagliata che permette di comprendere come avvenga il funzionamento del diodo di Esaki. Ad ogni modo nel caso desideri delle notizie più dettagliate le consiglio di procurarsi il n° 7, volume 47, edito il mese di Luglio 1959, della rivista mensile *Proceedings of the IRE*, da The Institute of Radio Engineers Inc. 1, East Street 79, New York 21, NY. nella quale sono pubblicati due interessanti articoli. Nel primo è spiegato dettagliatamente il funzionamento del diodo tunnel, in un articolo di otto pagine di *Hs. Sommers* Jr. intitolato *Tunnel diodes as high-frequency devices* e dal quale riportiamo le figure 1, 2 e 3. Il secondo articolo dovuto ad *K. K. N. Chang* (RCA Labts) è intitolato *Low-noise tunnel diode amplifier*, e dallo stesso riportiamo, in figura 4, lo schema di un amplificatore utilizzante il diodo in questione.

Un altro articolo, dovuto alla penna dello scopritore del diodo è stato pubblicato nel volume 109 del 1958, pagina 603 della *Physycal revue* da L. Esaki ed è intitolato *New phenomenon in narrow Ge p-n junctions.*

La realizzazione pratica dei diodi-tunnel, a quanto ci risulta, per adesso è limitato alla General Electric, alla RCA ed alla Telefunken.

(*P. Soati*)

Caratteristiche del tubo 6TD32

0288 – *Sig. S. Ardito – Udine.*

Purtroppo debbo comunicarle che, oltre al fatto che sulla sua lettera non era riportato lo schema da lei rilevato a proposito delle connessioni interne del tubo 6TD32, ha perduto la scommessa.

Il tubo in questione non è altro che un triplo diodo-triodo con caratteristiche similari a quelle del tubo EABC80.

(*P. Soati*)

Materiale del Surplus - Il complesso trasmittente-ricevente per UHF ARC-5 (T23-ARC5 trasmettitore)

0289 – *Diversi richiedenti*

In figura 1 è riportato lo schema del complesso ARC-5 del surplus americano. Esso si riferisce alla parte trasmittente nota con la sigla T23/ARC5, mentre lo schema della parte ricevente sarà pubblicato in uno dei prossimi numeri. Questo trasmettitore è adatto al funzionamento su quattro distinte gamme d'onda così suddivise:

A = 100 - 124 MHz
B = 122 - 146 MHz
C = 122 - 146 MHz
B = 132 - 156 MHz

La potenza ottenibile in uscita è di circa 10 W max.

La frequenza del cristallo, per ciascuna gamma, è determinata dalla seguente formula:

$$F \text{ cristallo} = \frac{F \text{ portante}}{18}$$

I tubi usati sono quattro con le seguenti funzioni: V_{301} = 1625 oscillatore controllato a cristallo; V_{302} = 1625 primo generatore di armoniche; V_{303} = 832A secondo generatore di armoniche; V_{304} = 832A finale del PA. Le correnti che si debbono riscontrare per un corretto funzionamento sono le seguenti: Corrente di griglia dell'oscillatore da 0,7 a 1,2 mA. Griglia del primo generatore di armoniche da 1,5 a 5,4 mA; Griglia del secondo generatore di armoniche da 1,5 a 5,4 mA; Griglia amplificatore a RF da 1,2 a 4,8 mA. Tensione di placca del tubo finale 550 V. Riportiamo inoltre il significato dei simboli relativi ai relé, che fanno parte dell'apparecchiatura: K_{301} relé di antenna; K_{302} relé tensione di placca e di griglia schermo; K_{303} relé modulatore di schermo e per il tasto; K_{304} relé per il controllo del motore; K_{305} relé tensione di placca ausiliaria e schermo; K_{306} relé modulatore di placca e regolatore di tensione.

I valori dei singoli componenti è riportato direttamente sullo schema.

(*P. Soati*)

A proposito dei trasmettitori e dei ricevitori adatti per il radio comando dei modelli navali od aerei

0290 – *Sig. W. Pellegrini – Cittiglio.*

In questa rubrica abbiamo già trattato più volte il problema relativo il radio comando dei modelli navali ed aerei illustrando alcuni schemi di attualità. Però trattandosi di un argomento che interessa molti dei nostri lettori non mancheremo di segnalare, sempre in questa rubrica, quegli schemi che possono destare un certo interesse per tutti gli appassionati del radio comando il cui numero anche in Italia è aumentato considerevolmente.

Per adesso ci limitiamo ad intrattenerci su alcune considerazioni di carattere generale sui circuiti oscillanti a valvola per radiocomando come ci è stato richiesto precedentemente anche da un altro lettore.

In figura 1 è rappresentato lo schema di un trasmettitore ad un tubo 3A4 capace di fornire una potenza massima di 2 W e che potrà essere adottato per il comando di un aereo a patto che sia perfettamente regolato. Per il comando di modelli navali può essere usato anche un tubo 3S4. Come si vede si

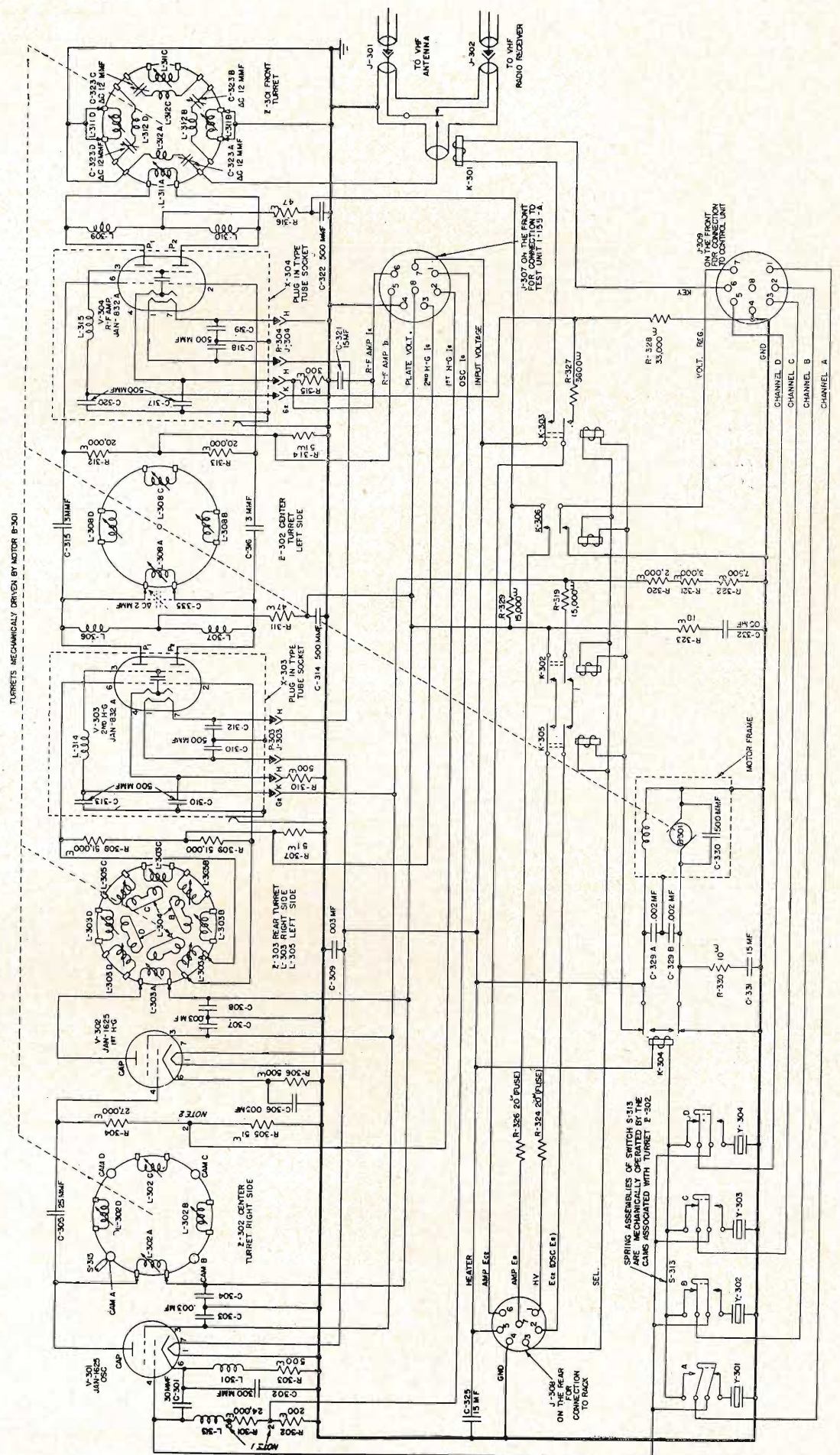



Fig. 1/0289

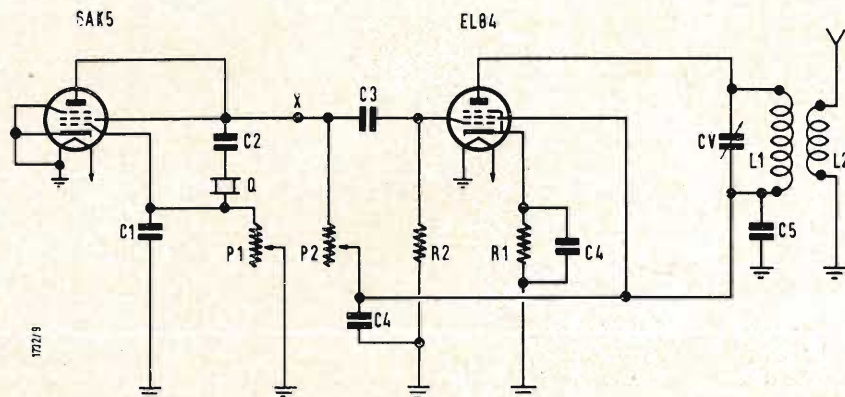



Fig. 3 0290

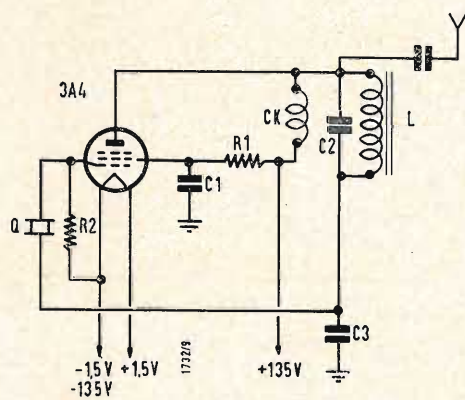



Fig. 1 0290

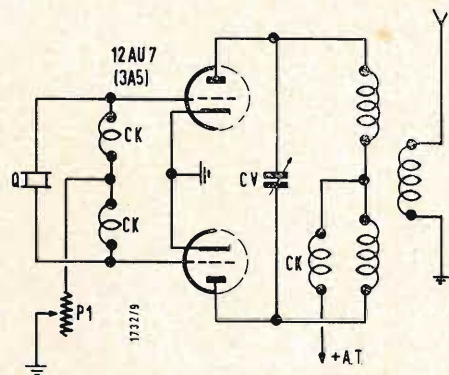



Fig. 2 0290

tratta di un circuito Hartley funzionante con quarzo a 27 MHz direttamente sul circuito di griglia. L'uso di valvole aventi una potenza superiore è da escludere per non danneggiare il quarzo, il cui costo, per tale frequenza, è abbastanza elevato. Valore dei componenti: R_1 = 10.000 Ω; R_2 = 100.000 Ω; C_1 = 1000 pF; C_2 = 10 pF; C_3 = 500 pF.

La figura 2 rappresenta un tipico schema di circuito simmetrico nel quale si fa uso di una valvola 12AU7 con accensione a 6 o 12 V a pila e tensione anodica fornita a mezzo di vibratore, oppure di una valvola 3A5 con alimentazione totale a pile. La prima soluzione consente di ottenere una potenza dell'ordine di 5 W senza alcun inconveniente per il quarzo a 27 MHz. Il valore dei componenti è il seguente: P_1 = 100.000 Ω.

La figura 3 si riferisce al classico circuito noto con il nome anglo-sassone Master Oscillator Power Amplifer (ecco spiegato il significato della sigla MOPA della quale un lettore, tempo addietro, ci chiese il significato) nel quale lo stadio pilota a quarzo lavora a bassa potenza e quindi senza alcun pericolo per il quarzo stesso, mentre un amplificatore a radio frequenza consente di ottenere una potenza d'uscita abbastanza elevata. Usando nel circuito pilota un tubo 6AK5 e come finale un tubo EL84, si può ottenere una potenza di circa 6 W. Usando questa soluzione è consigliabile alimentare i filamenti con batteria ricavando l'anodica tramite un vibratore. Desiderando avere l'alimentazione totale a pile si dovrà ricorrere all'uso di un tubo 3A5 (metà sezione) oppure 3A4, 3Q4, 3S4 tenendo presente che in tal caso la potenza di uscita disponibile sarà senz'altro inferiore. Il circuito oscillante è il tipico Pierce aperiodico. Il circuito finale è accordato anch'esso su 27 MHz e naturalmente l'antenna verrà accoppiata ad esso dal lato freddo. La modulazione potrà essere applicata nel punto contrassegnato da una « X » tramite una impedenza. I segnali dovranno essere sufficientemente potenti e possibilmente forniti da una valvola 12AT7 montata in un circuito a multivibratore a 500 Hz. Valore dei componenti: P_1 = 22.000 Ω; P_2 = 50.000 Ω; R_1 = 910 Ω; R_2 = 1 MΩ; C_1 = 50 pF; C_2 = 500 pF; C_3 = 220 pF; C_4 = 1000 pF; C_5 = 1000 pF.

Lo schema di figura 4 si riferisce ad un circuito simile a quello precedente il quale ha il vantaggio di far uso di un quarzo a 9 MHz, che è molto meno costoso e di maggiore reperibilità rispetto al quarzo da 27 MHz. Lo stadio prilota è accordato su 9 MHz e lo stadio finale su 27 MHz, fungendo quest'ultimo da triplicatore di frequenza. Possono usarsi tubi tipo 3A5 oppure 12AU7 od anche due tubi 6AK5 e EL84 come nello schema precedente. La bobina di accordo del circuito pilota è formata da un sopporto a minima perdita con nucleo regolabile, avente un diametro di 8 mm sul quale si avvolgeranno 20 spire di filo smaltato a spire unite. La messa a punto di tale circuito è consigliabile eseguirla con l'aiuto di un Grid-Dip. In caso contrario occorre inserire un milliamperometro nel circuito di placca e regolare il nucleo fino ad ottenere una caduta nettissima di corrente, mentre il segnale dovrà udirsi distintamente su di un ricevitore sintonizzato sui 9 MHz. Lo stadio finale è accordato tramite un filtro Collins. Tale circuito è costituito da una bobina avvolta, in aria, composta da 9 spire di filo argentato da 20/10 su di un diametro di 20 mm. Il trimmer da 25 pF sarà regolato in modo da ottenere il campo massimo con un antenna avente una lunghezza di 2,50 m. La modulazione sarà applicata al punto X agendo in modo che l'ampiezza del segnale a BF non sia tale da dar luogo a sovramodulazione. Valore dei componenti: R_1 = 100.000 Ω; R_2 = 100.000 Ω; C_1 = 33 pF; C_2 = 100 pF; C_3 = 1000 pF; C_4 = 1000 pF; C_5 = 10 pF; C_v = regolabile da 25 pF.

(*P. Soati*)

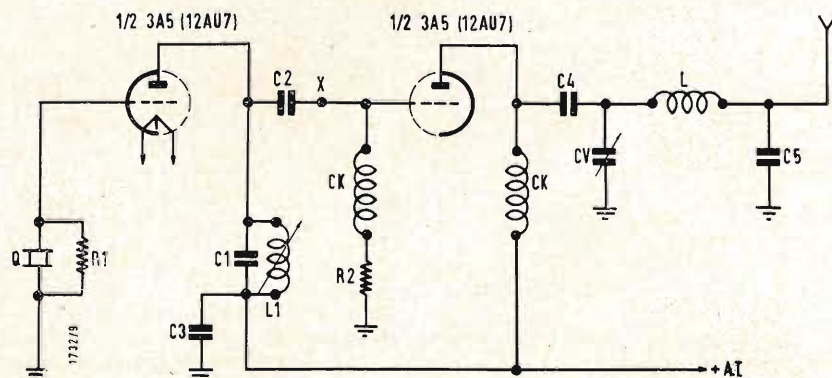



Fig. 4 0290

Afganistan

Radio Kabul emette un programma diretto all'Europa in Arabo dalle ore 19.00 alle ore 19.30 ed in francese dalle ore 19.30 alle ore 20.00 su 15222 kHz.

Albania

Radio Tirana impiega la frequenza di 7088 kHz dalle ore 20.00 alle ore 23.00 (m. 42,36), in sostituzione di tutte le altre frequenze. Alle ore 21.30 su questa frequenza viene irradiato un programma in lingua italiana.

Andorra

I programmi di Radio Andorra potranno essere ascoltati su 300,6 m, 140 kW con relais su 50,22 m, 25 kW dalle ore 07.45-01.00. Altra emissione da Andorra: Radio des Vallées su 367 m, 60 kW: ore 07.00-01.00.

Argentina

Radio El Mundo opera ad onde corte come segue: LRX su 9660, LRX2 su 9712 (dalle ore 1100-0400); Su 6120 un terzo trasmettitore emette dalle ore 1200-1300 e 1515-0500.

Belgio

Le migliori onde per l'ascolto dei programmi belgi sono le seguenti: Bruxelles I 483,9, 150 kW; Bruxelles II 324,1, m, 150 m; Bruxelles III 267 m, 10 kW.

Brasile

Su 4765 opera una nuova stazione - Radio Società de Feira de Santana (Bahia). Il suo segnale è ZYN37.

Camerum

Radio Yaoundè ci informa che i propri programmi vengono emessi come segue: feriali 0615-0830 e 1730-2230 su 4972,5 kHz,1215-1415 su 7205 kHz; domenica; 0600-0800 e 1800-2300 su 4972,5, 0800-1900 su 7205.

Canadà

Dal 5 novembre il Servizio per l'Europa di Radio Canadà viene irradiato come segue: su 15320 e 17820 kHz fino alle 17.15; dalle 17.15 alle ore 17.30 solo su 15320 kHz; 17.30-19.30 su 11720 e 15320 kHz; 20.45-20.58 su 11720 kHz. 21.00-22.30 su 9630 e 11720 kHz.

*

Una stazione raramente ascoltata in Europa è la « Voce della Prateria » da Calgary (Stato di Alberta) emittente su 6030 kHz (1,100 Watt). È stata intercettata alle ore 07.05 con notizie e 07.35 con musica popolare.

Cina

La Repubblica Popolare Cinese irradia da Pechino diretta all'Europa un programma in inglese alle ore 20.00-21.00 su 6210, 9457, 11650, 15060 kHz e 21.30-22.30 su 6210, 7080, 9457, 11650, 15060 kHz. La qualità della ricezione è buona sebbene con molto QSB/QRM. Oltre a questi programmi è possibile ascoltare quelli diretti all'Africa: 16.00-17.00 su 9775, 12055, 15095, 17810, 17900 kHz; 18.00-19.00 7335, 9775, 11715, 12055, 15095, 15250, 17675, 17810 kHz; 19.00-20.00 su 7335, 9775, 11715, 12055, 15095, 15250 kHz; 22.30-23.00 su 5950, 7480, 9510, 9570, 11980, 12055; 04.00-05.00 su 11715, 15080, 15500, 17810, 17900 kHz. Una invasione di frequenze.

Colombia

La scheda programmi di Radio SUTANENZA da Bogotà è la seguente: feriali 11,45-13.30, 20.45-04.10 su 5095 e 6075 kHz; dalle ore 11.45-15.00, 19.45-04.10 su 5075 e 3250 kHz; domenica 17.45-03.00 su tutte le quattro frequenze sopra citate corrispondenti a metri 92,31, 59,13, 59,02, 49,38.

Congo

Radio Congo irradia il suo programma internazionale ad onda corta su 11755 kHz come segue: 17.00-00.30 per l'Europa (inglese 21.30-22.00, francese 19.30-20.15, 22.45-23.45, tedesco 22.00-22.45, italiano 20.45-21.30, portoghese 20.15-20.45, spagnolo 23.45 00.30); i notiziari vengono irradiati alle seguenti ore: 19.30 francese, 20.30 portoghese, 21.00 italiano, 21.45 inglese, 22.30 tedesco, 23.15 francese, 23.45 spagnolo, 01.30 portoghese, 02.00 spagnolo, 02.15 francese, 02.45 inglese (ivi compresi i programmi per il Nord america che vengono irradiati da Radio Leopoldville dalle 01.00-02.45).

Costa d'Avorio

Radio Abidjan usa i seguenti trasmettitori a onde corte: su 3242 kHz con 10 kW; su 4940 e 7215 kHz con 25 kW; su 7135, 9660, 11820 kHz con 100 kW.

Cuba

L'annuncio della stazione radio del governo cubano è « Aqui Radio Habana » oppure « Esta es Radio Habana ». Il programma diretto all'Europa viene trasmesso dalle ore 1800 alle ore 2000 sulla frequenza di 21630 kHz. Secondo rapporti di ricezione Radio Habana Internacional emette come segue: 1800-2000 su 21630 (1800 spagnolo, 1840 inglese, 1920 francese); 0100-0300 su 11762 e 11770 kHz (programmi in spagnolo); 0300-0500 su 11770 kHz (0300 spagnolo, 0440 inglese); 0500-0600 su 11875 kHz in inglese.

Etiopia

La stazione luterana di 1 kW che doveva trasmettere dall'Etiopia sin dai primi di agosto di quest'anno non ha potuto terminare i propri lavori e comincerà le proprie emissioni nell'ottobre veniente.

Francia

La riorganizzazione delle stazioni Radio Francesi in « Francia I-II-III-IV-V » si può riassumere in un succinto elenco: Francia I (Paris Inter): Allouis (1829 m, 500 kW dalle ore 19.15-24.00, 250 kW in tutte le altre ore di emissione); Nizza I (193 m, 60 kW); relais locali su 513,9, 202, 201, 188 m; relais ad onde corte su 48,58 m dalle ore 06,15-24.00. Francia II (Regional): Parigi I (347 m, 150 kW), Baionne (210 m, 1 kW), Bordeaux I (249 m, 100 kW), Brest II (213 m, 20 kW), Lilla I (218 m, 150 kW), Limoges I (379 m, 100 kW), Marsiglia I (422 m, 150 kW), Montpellier (213 m, 10 kW), Nancy I (359 m, 150 kW), Nizza II (213 m, 20 kW), Rennes I (445 m, 150 kW), Rouen (213 m, 20 kW), Strasburgo I (258 m, 150 kW), Tolosa I (318 m, 100 kW). Francia III (National): Baionne (556 m, 0,05 kW), relais di 280 m: Parigi II (100 kW), Bordeaux II (20 kW), Marsiglia II (20 kW), relais di 242 m: Brest I (20 kW), Lilla II (20 kW), Nancy II (20 kW), Nantes I (10 kW), Pau (20 kW), Nizza III (20 kW), Rennes II (20 kW); relais di 222 m, relais di 202, Strasburgo II (100 kW, 235 m). Francia IV (Alta fedeltà) è tutto composto di stazioni a modulazione di frequenza. Francia V (Ex Algeri) 262 m, 50 kW, 306 m, 150 kW, 25,35 m, 50 kW. Programma culturale viene emesso da Parigi 312 (312 m, 5 kW).

Francia

La stazione « Europa 1 » su 1647 m. trasmette ogni lunedì mattina dalle ore 0545 alle ore 0600 « La Voce del vangelo ». Rapporti di Ricezione alla « La Voix de l'Evangile » B.P. 45 - Marseille (France).

Francia

I programmi della Radio Televisione Francese portano gli orari di emissione TV seguenti: Domenica 10.00-23.25, feriali: 12.30-13.30 e 18.30-23.15 o 23.30 (sabato 23.40). I tempi sono citati sempre come approssimativi. Notizie ufficiali sul secondo programma francese ci informano che esso sarà irradiato su 625 linee, banda IV.

Germania

Radio Bremen ha messo recentemente in servizio, a titolo sperimentale, un trasmettitore ad onde corte che diffonderà il primo programma su 6190 kHz - 1 kW. Prossimamente tale potenza sarà elevata a 10 kW.

Il Centro di ascolto della Nord Deutsche Rundfunk a Wittsmour, nei pressi di Amburgo, compie i suoi primi dieci anni di lavoro. Auguri.

Germania Orientale

« Radio Berlino Internazionale » da Lipsia su 9730 kHz ha sostituito il programma in lingua inglese con uno in lingua russa.

Ghana

Alcuni cambiamenti sono stati effettuati nelle trasmissioni della Ghana Broadcasting System. Le variazioni sono le seguenti: su 11800 kHz (10 kW) ore 1800-2315; 15285 kHz (10 kW) ore 1300-1700 e 2030-2315; 86517 kHz (10 kW) ore 1300-2000. Le frequenze di 7295 e 11755 sono state abbandonate.

Giappone

La scheda aggiornata dei radio programmi ad onda corta da Tokio: per il Nord America dalle ore 0125-0230 su 21520, 17725, 15135 kHz in inglese e giapponese (costa occidentale); 0500-0600 (costa orientale) identiche frequenze più 11800 kHz in spagnolo, inglese e giapponese; per le isole Hawaii dalle ore 0630-0830 su 17725 e 15325 kHz in inglese e giapponese; per l'Europa dalle ore 0830-0930 su 21610, 17725, 15135 kHz in inglese e giapponese; per l'Africa dalle ore 2030-2130 su 11705, 9525 kHz in inglese, francese e giapponese; per l'Europa (II) dalle ore 2000-2200 su 15135, 11800 e 9675 kHz in russo, tedesco, francese, inglese, italiano, svedese, giapponese; per il medio oriente e nord Africa dalle ore 1745-1950 su 15135, 11800, 9525 kHz in arabo, francese, inglese e giapponese; per l'Australia e Nuova Zelanda dalle 1030-1130 su 11875, 15325 kHz in inglese. Il « General Service » viene emesso alle seguenti ore: 1200-1230, 1300-1330, 1400-1500, 1600-1630 su 11815, 11780, 15235 kHz; alle ore 0130-0230, 0300-0330, 0400-0430, 0500-0530, 0600-0630 su 21610, 17795, 15115 kHz; 0700-0800, 0900-0930, 1000-1030 su 11815, 15105, 17775 kHz; 1100-1130 su 11815, 15105, 15235 kHz.

Goa

Un programma per l'Africa viene irradiato da Goa su 17835 kHz dalle 1730-1930.

Gran Bretagna

L'Angolo del radioamatore delle onde corte » trasmesso dalla British Broadcasting Corporation per il suo servizio per il Pacifico a partire dal 4 novembre 1961 verrà tra-

smessa dalle ore 09.30-09.45 su 9510 e 11955 kHz di ogni domenica.

Iran

La scheda programma di Radio Teheran: 13.00 in Urdu su 3780, 7090 kHz; 18.30 in Kurdu e 18.30 in Arabo su 7090 kHz; 20.30-22.00 su 7025 kHz: 20.30 in Persiano, 21.00 in Russo, 21.15 in Turco, 21.30 in Francese, 20.45 in Inglese.

Irlanda

L'Irish Army Signal Corps trasmette per le proprie truppe dislocate nel Congo con un trasmettitore di 1,3 kW su 17845 kHz (1700-1715, 1745-1800, 1830-1845).

Isole Windward

La frequenza di 11955 è stata sostituita con quella di 11975 kHz. I programmi su questa frequenza vengono irradiati dalle 2345-0315.

Jugoslavia

L'ultima scheda della Radio Jugoslava ad onda corta diretta all'estero: inglese 16.30-17.00 su 15240, 11735, 9505 kHz; 17.45-18.00 su 15240, 11735, 9505 kHz; 19.30-20.00 su 6100, 7200 kHz; 23.00-23.15 su 1268, 6100, 7200, 9505 kHz. In lingua spagnola viene emesso un programma dalle ore 22.30-23.00 su 6100, 7200, 9505 kHz ripetuto alle ore 01.00-01.30 su 7200, 9505, 11735 kHz; 02.00-02.30 su 9500, 11735, 7200 kHz. Il programma francese viene irradiato alle ore 23.15-23.30 su 1268, 6100, 7200, 9505 kHz.

Monaco

Da Radio Monte Carlo del Principato di Monaco la « Trans World Radio » emette i propri programmi su 7185 kHz (metri 41.75): francese 12.45, italiano 13.15, tedesco 16.35 e 17.40, olandese 21.45. Oltre a queste emissioni vengono irradiati anche i seguenti programmi: portoghese alle ore 13.35 su 11955 kHz; spagnolo 14.00 su 9705 kHz e 22.15 su 7194 kHz; russo alle ore 17.05 su 11710 kHz; norvegese alle ore 18.30 e svedese alle ore 19.00 su 7120 kHz; ebreo su 11815 kHz alle ore 19.30 e tedesco alle ore 21.15 su 7185 kHz. Progetti futuri vengono formulati dalla TWR ed essi includono bollettini in altre lingue: rumena, polacca, lituana, armena araba ed ungherese.

★

Monte Carlo emette ad onda corta per conto della Trans World Radio (TWR) in lingua italiana su 7118 kHz dalle 1315-1330 (42,19 metri - « La Verità Cristiana »).

Olanda

Nella occasione della inaugurazione della nuova casa della Radio Olandese a tutti gli ascoltatori che manderanno rapporti di ricezione dei programmi di Radio Nederland verrà inviata una cartolina QSL multicolorata. L'offerta è valida per tutto il mese di Settembre.

Organizzazione Nazioni Unite

La radio delle Nazioni Unite durante le riunioni effettua delle trasmissioni ad onda corta per la diffusione delle informazioni. L'emissione diretta all'Europa prevede: 08.15-08.22 (Martedì e Sabato) su 15295 e 21705 kHz (Tangeri). Questo programma viene emesso a Tangeri dalle 04.45 04.52 su 9770, 11805 kHz (WLWO); 18.30-37 su 17865 kHz (WDSI) e 15185 kHz (WBOU),Le emissioni sono effettuate in lingua inglese.

Polonia

Varsavia emette in inglese per l'Europa dalle ore 19.30-20.00 su 6195 kHz e 20.30-21.00 su 1205-7125-9540 kHz (metri 48,43-42,11 31,45); dalle ore 21.30, 22.30 su 7295-9525 kHz (41,12) (m. 31,50); dalle ore 22.30-23.00 su 6195 e 9540 kHz (m. 48,43 38,45). I programmi per l'Africa vengono irradiati come segue: 13.00-13.30 e 14.30 su 7125, 11815, 15725 kHz (m. 42,11-25,39-16,92);23.00-23.30 su 9540, 11815, 7295 kHz (m. 31,45-25,39 41,12).

Portogallo

La scheda aggiornata dei programmi di Radio Lisbona — Emissora Nacional — è la seguente: Programma inglese 1415-1500 su 21495 kHz (per il Sud e Sud Est Asiatico); 1815-1900 su 15380 kHz (per Sud e Sud Est Asiatico); 1815-1930 su 6025 kHz per Europa, su 17895 kHz per Africa Occidentale, su 15380 kHz per Sud Est Asiatico. I programmi portoghesi vengono irradiati per Timor su 15380 kHz dalle 1100-1400 e per Macao su 17880 dalle 1100-1415. Per gli altri programmi in lingua portoghese nulla di variato.

Repubblica Araba Unita

Radio Cairo impiega una nuovissima e forte stazione su 15115 kHz dalle ore 2000 alle ore 2300. Su questa frequenza vengono irradiati programmi per l'Europa dalle ore 2200 e per l'Africa Occidentale dalle ore 2000 alle ore 2220.

★

Notizie disparate ci giungono sulle trasmissioni di Radio Cairo come programmi « tests », cioè programmi di prova. Frequenze segnalate vengono disdette con molta frequenza in modo che il radioascoltatore non riesce a costituire la scheda dei programmi fissi. Ora Radio Cairo ha due programmi in lingua francese ed inglese che definisce « fissi » con l'annuncio « Questa è la Voce dell'Africa dal Cairo » su 17835 kHz dalle 1700-1932 e 1942-2145. Il programma inglese è trasmesso dalle 1845-1930 (notizie alle 1900) ed il programma francese dalle 1945-2045 (con notizie alle 2000).

Repubblica Dominicana

Rapporti di agenzia ci avevano fatto conoscere che Radio Caribe era stata distrutta del movimento rivoluzionario del 7 luglio scorso. Ci siamo accertati invece che Radio Caribe emette regolarmente, con la stessa potenza di prima, su 9485 kHz attorno alle ore 2400 e su 15052 kHz attorno alle ore 2100.

Somalia

Radio Mogadiscio trasmette su 7150 e 4970 dalle ore 1430-1700 in italiano; dalle ore 0730-0900 in somalo. Un programma in lingua araba viene emesso dalle ore 1200-1315 e probabilmente un programma in lingua inglese verrà trasmesso in futuro.

Stati Uniti d'America

Desideriamo aggiornare la scheda programmi della trasmittente della VOA (Voice of America) diretta ai radioamatori delle onde corte. Il programma consiste di quattro trasmissioni e precisamente:
Domenica: 0830-0845 su 9615 Tangeri, 9740 WDSI1, 9770 WLW02, 15205 Tangeri, per Europa; 9710 WLW05 per Africa; 11805 WLW01, 15330 WLW06 per Africa; 11785 Tangeri per Medio Oriente.
Domenica: 2330-2345 su 3980 Monaco, 6040 Monaco, 9520 Salonicco, 9615 Tangeri per Europa; 1259 Courier, 7120 Courier, 9503 Courier, 7260 Salonicco, 9630 Monaco per Medio Oriente; 11960 Monaco, 15320 Monaco, 15440 Monaco, 17710 WLWO, 21610 WLWO per Africa Occidentale;
Lunedì: 0430-0445 per Centro e Sud America su 11830 WBOU4, 15330 WBOU6, 11895 WLWO1, 15290 WLWO2, 15205 WDS11;
Venerdì: 2215-2230 per l'Oriente su 6145 Okinava, 7160 Okinava, 9770 Malay, 11960 Malay, 15150 KCBR5, 17770 KCBR1, 21740 KCBR4.
Per ogni frequenza emessa abbiamo citata anche la stazione di emissione.

Stati Uniti di America

La Voce dell'America emette un programma dedicato agli amatori di notizie scientifiche di carattere spaziale ed informazioni di lanci di satelliti, orbite di essi, radio frequenze, ecc, anche statistiche aggiornatissime dei satelliti in orbita. I programmi sono interamente in lingua inglese e sono irradiati sulle frequenze seguenti: 11830, 11890, 15205, 15290, 15330 kHz (stazioni di WBOU, WLWO, WDSI, WLWO, WBOU) pari a metri 25,36 25,23 19,73 19,62 19,57) alle ore 04.30-04.35 ogni martedì e domenica. Il programma è denominato « Monitore dello spazio » (Spacewarn).

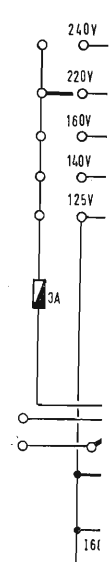
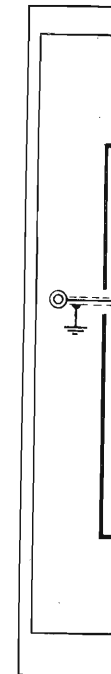
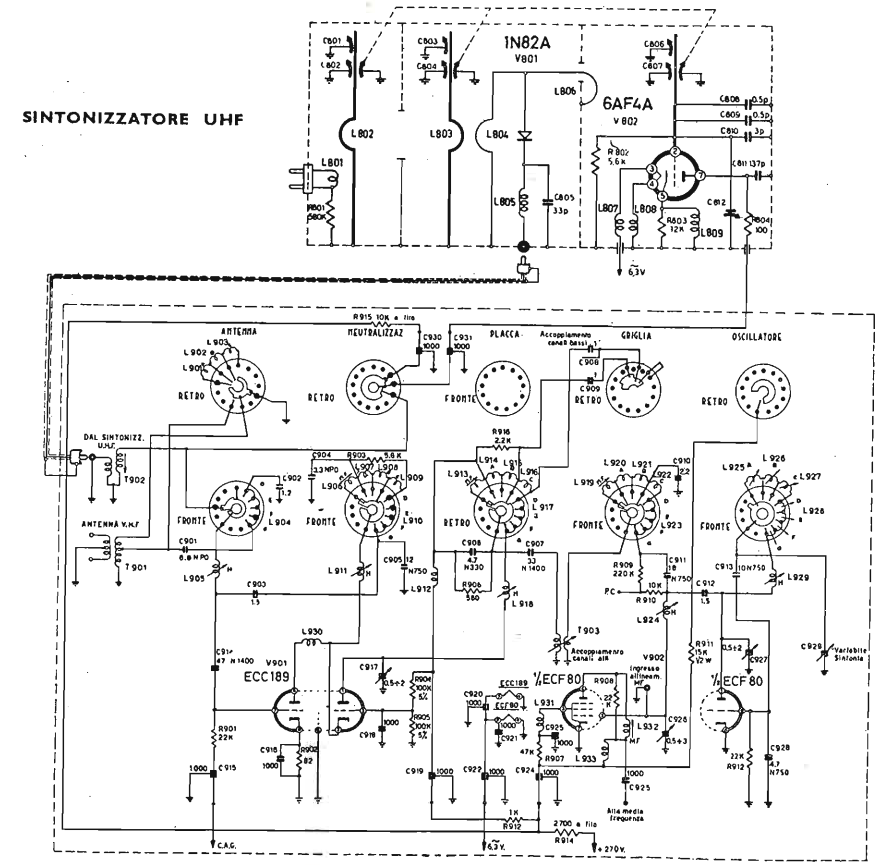
U.R.S.S.

I tre programmi di Radio Mosca sono i seguenti: Primo (giorni feriali 04.00-13.00 su 151, 173, 236, 263, 971 kHz (dalle 07.15) e 25, 30, 31 metri ad onda corta; Sabato/Domenica 13.00-13.45 su 151, 173, 236, 263, 400 kHz e 25, 31, 41 metri ad onda corta; 13.45-15.00 (feriali) su 151, 173, 236, 263, 400 kHz e 24, 25, 30, 31 metri ad onda corta; 15.00-22.05 su 151, 173, 236, 400 kHz e 50, 40, 31, 25 metri ad onda corta; 22.05-23.00 (feriali su 151, 173, 236, 872 kHz e 50, 40 metri ad onda corta; Sabato/Domenica 23.00-24.00 su 151, 173, 200, 236 kHz e 50, 40 metri ad onda corta. Secondo: (feriali) 06.45-14.00 su 200 kHz (fino alle ore 13.20), 548, 692, 747 (solo domenica), 809, 971 kHz (dalle ore 13.00) e 30 metri ad onda corta. 14.00-17.00 su 385, 548 (domenica fino 16.00), 692, 737 (solo domenica), 971 (fino alle 16.00) e 40 metri ad onda corta (anche su 30 metri fino alle ore 15.30) 17.00-22.05 su 340 (dalle ore 17.20), 365 (dalle ore 17.20), 386, 692, (dalle ore 16.30), 737, 809, 827 (dalle 17.20), 836 (dalle 18.00), e 40 metri ad onda corta; 22.05-23.00 su 340, 385, 809, 827, 836 kHz (questa emissione solo nei giorni feriali). Terzo: (feriale) 17.00-22.00 su 548, 872, 1232 kHz e 42, 31, 30, 25 ad onde corta. È da tener presente che gli orari sono quelli italiani mentre l'ora di Mosca è + 2. Diciamo ciò perché non ci si sorprenda che a Mosca i programmi comincino alle 04.00 e terminano alle ore 22.05 mentre in realtà durano dalle 06.00-24.05 ora locale. Il primo programma parte alle ore 07.00 e 12.30 la rivista della stampa e dei notiziari alle ore 12.50, 19.45, 20.30, 22.00. Alle ore 21.45 (domenica) il punto di vista sovietico. Alle ore 13.35 il programma della settimana (domenica).

Il Radio Programma non porta le esatte frequenze impiegate ma le esatte frequenze ad onda corta impiegate sono le seguenti: Ore 07.00-07.30 11925, 11830, 9745, 7350, 5980 kHz. Ore 12.30-13.30 17850, 17785, 11925, 11870 kHz. Ore 19.00-19.30 11775, 9810, 9760, 9640, 9470, 5980 kHz. Ore 19.30-20.00 11775, 9810, 9760, 9470, 7370, 7215 kHz. Ore 20.30-21.30 11775, 7215 kHz. Ore 22.00-22.30 9810, 9760, 9640, 9605, 7290 kHz.

Micron

TELEVISORE VOXSON

Mod. 301 - 302

Sche

cco, 9630 Monaco per
Monaco, 15320 Monaco,
WLWO, 21610 WLWO
le;
r Centro e Sud America
15330 WBOU6, 11895
VO2, 15205 WDS11;
per l'Oriente su 6145
va, 9770 Malay, 11960
, 17770 KCBR1, 21740

messa abbiamo citata
missione.

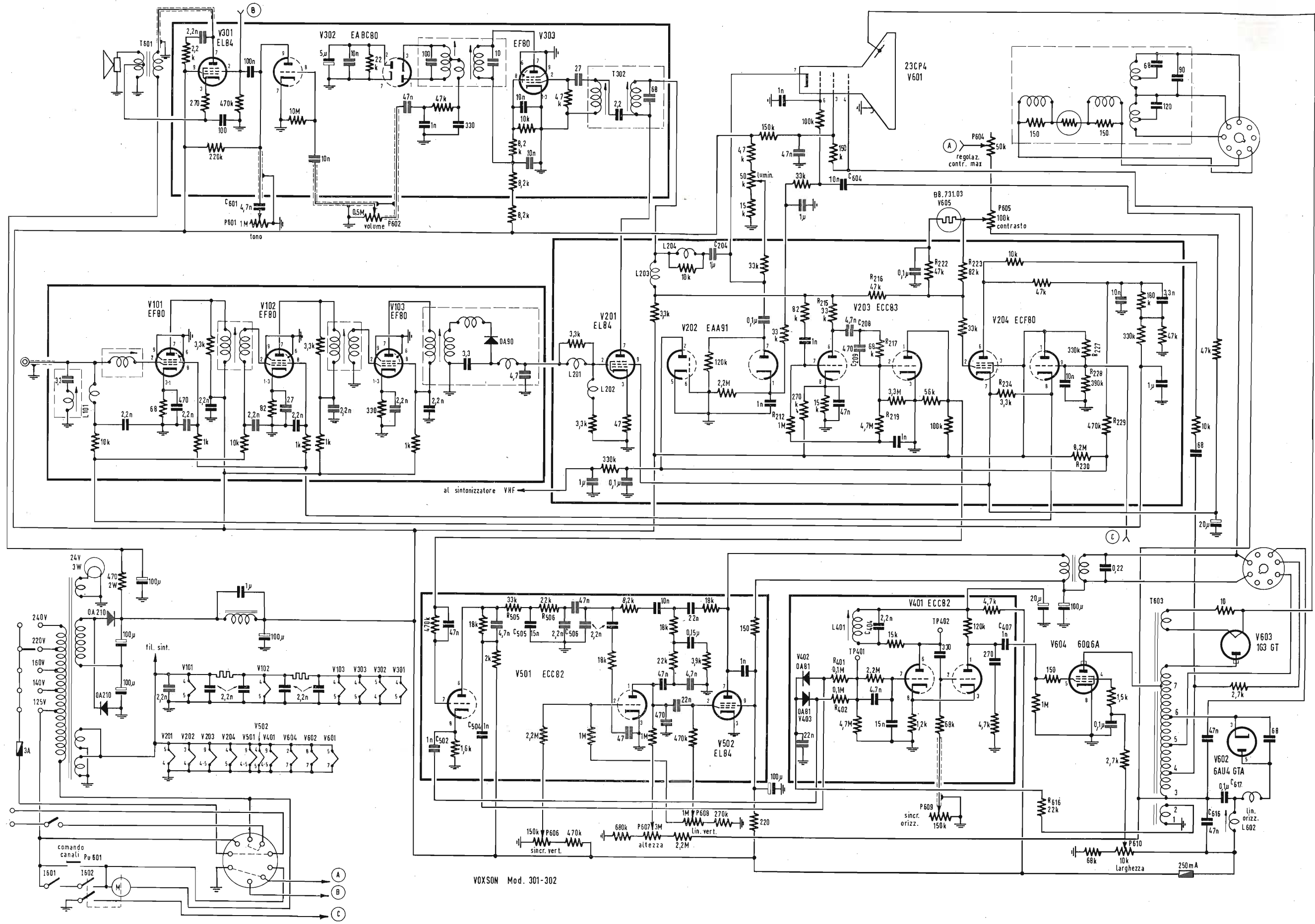
Uniti di America

emette un programma
di notizie scientifiche
d informazioni di lanci
essi, radio frequenze,
e aggiornatissime dei
rogrammi sono intera-
e e sono irradiati sulle
11830, 11890, 15205,
(stazioni di WBOU,
LWO, WBOU) pari
19,73 19,62 19,57) alle
martedì e domenica.
minato « Monitore del-
n).

U.R.S.S.

adio Mosca sono i se-
feriali 04.00-13.00 su
971 kHz (dalle 07.15)
1 onda corta; Sabato/
5 su 151, 173, 236,
41 metri ad onda corta;
151, 173, 236, 263, 400
metri ad onda corta;
3, 236, 400 kHz e 50,
nda corta; 22.05-23.00
36, 872 kHz e 50, 40
bato/Domenica 23.00-
0, 236 kHz e 50, 40
econdo: (feriali) 06.45-
o alle ore 13.20), 548,
nica), 809, 971 kHz
metri ad onda corta.
548 (domenica fino
omenica), 971 (fino alle
onda corta (anche su
15.30) 17.00-22.05 su
365 (dalle ore 17.20),
16.30), 737, 809, 827
lle 18.00), e 40 metri
3.00 su 340, 385, 809,
missione solo nei gior-
le) 17.00-22.00 su 548,
31, 30, 25 ad onde
ente che gli orari sono
l'ora di Mosca è + 2.
n ci si sorprenda che
comincino alle 04.00
2.05 mentre in realtà
05 ora locale. Il primo
e ore 07.00 e 12.30
a e dei notiziari alle
22.00. Alle ore 21.45
di vista sovietico.
amma della settimana

non porta le esatte
a le esatte frequenze
ate sono le seguenti:
, 11830, 9745, 7350,
-13.30 17850, 17785,
e 19.00-19.30 11775,
70, 5980 kHz. Ore
0, 9760, 9470, 7370,
1.30 11775, 7215 kHz.
, 9760, 9640, 9605,

Micron

VOXSON Mod. 301-302

Schema elettrico del ricevitore TV – VOXSON, mod. 301 - 302

l'antenna TV — Indice della XXXIII annata

a colloquio coi lettori

archivio schemi

nel mondo della TV

nel mondo della TV

(segue)

notiziario industriale

notiziario industriale

(segue)

radio servizio

rassegna della stampa

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 720.175 - 720.736

VALVOLE E TUBI CATODICI

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone, 36
Tel. 700.131 - 780.388

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - 554.342

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

REGISTRATORI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304.190/97/98

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE - Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOCHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Piazza Savonarola, 10 -
Tel. 573.891 - 573.892

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
el. 872.870 - 896.926 - 898.871

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Trasformatori per Radio-TV Hi-Fi ecc.

TRASFORMATORI TORNAGHI Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA - Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

MOLINARI ALESSANDRO - Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S.A.C.E. CRYSTAL di G. F. Serri & C.
Livorno - Via Micheli 28 - Tel. 22.517
Cristalli di quarzo per tutte le applicazioni

SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI S.p.A. - S.G.S. - Agrate - Milano
Via C. Olivetti, 1 - Tel. 65.341/4
Uff. di Milano: Via C. Poma, 61
Tel. 723.977 - 730.874
Semiconduttori professionali - diodi - transistori e raddrizzatori al germanio e al silicio.

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Dezza, 47 - Tel. 487.727
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

CGE - COMPAGNIA GENERALE DI ELETTRICITA' - Divisione beni di consumo - Milano - Via Gallarate, 103/5
Tel. 304.172 - 304-190/97/98

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15 - Tel. 36.96
Autoradio BLAUPUNKT

SINUDYNE - S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

ULTRAVOX - Milano
Via G. Jan, 5 - Tel. 222.142 - 228.327

VEGA RADIO TELEVISIONE - Milano
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.